

621.3 (075)
М60



Серія "Вища освіта в Україні"

МІЛИХ В. І., ШАВЬОЛКІН О. О.

ЕЛЕКТРОТЕХНІКА, ЕЛЕКТРОНІКА ТА МІКРОПРОЦЕСОРНА ТЕХНІКА

Видавництво "Каравела"

600
621.3(075)
М60
В.І. МІЛИХ, О.О. ШАВЬОЛКІН

ЕЛЕКТРОТЕХНІКА, ЕЛЕКТРОНІКА ТА МІКРОПРОЦЕСОРНА ТЕХНІКА

За ред. проф. В.І. Мілих

*Затверджено
Міністерством освіти і науки України
як підручник
для студентів вищих навчальних закладів*

Друге видання

КИЇВ «КАРАВЕЛА» 2008

УДК 621.3:621.38:621.39

ББК 31.2+32.85+32.973.26-04я73

М 75

Гриф надано Міністерством

освіти і науки України

(лист №14/18.2-291 від 08.02.2006 р.)

Рецензенти:

М.М. Бабаєв,

д. т. н., професор, УкрДАЗТ;

А.Г. Сосков,

д. т. н., професор, ХНАМГ;

О.І. Яковлев,

д. т. н., професор, НАУ "ХАІ"

Міліх В.І., Шавьолкін О.О.

М 75 Електротехніка, електроніка та мікропроцесорна техніка: Підручник. За ред. В.І. Міліх. 2-е вид. — К.: Каравела, 2008. — 688 с.

ISBN 966-8019-85-7

435029

У підручнику викладено навчально-теоретичний матеріал, який супроводжується численними прикладами. Частина з електротехніки описує основні поняття і закони електричних і магнітних кіл, співвідношення електричних і енергетичних величин, які характеризують стан цих кіл. Також розглянуті конструкція, принцип дії, характеристики та принципи управління таких електротехнічних пристроїв, як трансформатори, електровимірювальні прилади, електричні апарати, електричні машини постійного та змінного струму. У частині, що стосується електроніки, подані напівпровідникові прилади (резистори, діоди, транзистори, тиристори, інтегральні мікросхеми, силові напівпровідникові модулі, фото- та оптоелектронні прилади), електронна схемотехніка (випрямлячі та інші перетворювачі, підсилювачі, генератори, ключі, електронна логіка, тригери, генератори імпульсів, типові комбінаційні та послідовнісні пристрої, цифро-аналогові і аналого-цифрові перетворювачі). З мікропроцесорної техніки подані типові структури мікропроцесора та мікропроцесорної системи, основи програмування мікропроцесорів, організація та функціонування стекової пам'яті та переривань, загальні пристрої пам'яті, організація і функціонування інтерфейсу, мікроконтролери.

Призначений для студентів вищих навчальних закладів.

КНИГОСКОРВИЩЕ

УДК 621.3:621.38:621.39

ББК 31.2+32.85+32.973.26-04я73

ISBN 966-8019-85-7

© Міліх В.І., Шавьолкін О.О., 2008

© Видавництво «Каравела», 2008

НТБ ВНТУ
м. Вінниця

Зміст

ПЕРЕДМОВА	11
ВСТУП	13
V.1. Базові знання для засвоєння курсу «Електротехніка, електроніка та мікропроцесорна техніка».....	13
V.2. Закони електромагнетизму.....	17
1. ОСНОВИ АНАЛІЗУ ЕЛЕКТРИЧНИХ КІЛ	22
1.1. Основні поняття про електричні кола	22
1.2. Поняття про електричні схеми	26
1.3. Ідеальні елементи електричних схем заміщення.....	27
1.4. Параметри реальних об'єктів та приклади електричних схем заміщення	33
1.5. Визначення параметрів схем заміщення приймача і джерела електричної енергії в колі постійного струму.....	38
1.6. Структурні поняття електричних кіл	41
1.7. Закони Кірхгофа в електричних колах.....	42
1.8. Енергія і потужність в електричних колах.....	44
1.9. Діюче значення періодичного струму	46
2. ЕЛЕКТРИЧНІ КОЛА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ	48
2.1. Загальні зауваження щодо розрахунків електричних кіл.....	48
2.2. Основні розрахункові співвідношення в одноконтурному колі постійного струму	49
2.3. Характеристики і режими роботи лінійного джерела електроенергії постійного струму	50
2.4. Метод еквівалентних перетворень	53
2.5. Метод безпосереднього застосування законів Кірхгофа	58
2.6. Метод контурних струмів	60
2.7. Метод еквівалентного генератора	64
3. КОЛА СИНУСОЇДНОГО СТРУМУ	68
3.1. Отримання синусоїдних електричних величин.....	68
3.2. Форми зображення синусоїдних електричних величин.....	69
3.3. Співвідношення напруги і струму на ідеальних елементах схем заміщення	75
3.4. Співвідношення напруги і струму на ділянці кола з послідовним з'єднанням ідеальних елементів R , L , C	78
3.5. Співвідношення напруги і струму на ділянці кола з паралельним з'єднанням ідеальних елементів	81
3.6. Взаємні перетворення ділянок кола з послідовним і паралельним з'єднанням ідеальних елементів	84
3.7. Загальні випадки послідовного і паралельного з'єднання елементів.....	86
3.8. Змішане з'єднання приймачів електроенергії.....	89

3.9.	Потужність у колах синусоїдного струму.....	93
3.9.1.	Потужність на ідеальних елементах.....	93
3.9.2.	Потужність на ділянці кола з послідовним з'єднанням ідеальних елементів R, L, C	95
3.9.3.	Потужності в загальному випадку кола синусоїдного струму.....	97
3.9.4.	Баланс потужності у колах синусоїдного струму.....	98
3.10.	Отримання параметрів схем заміщення пасивного двополюсника.....	99
3.11.	Резонансні явища в колах синусоїдного струму.....	102
3.12.	Основи символічного методу розрахунку кіл синусоїдного струму.....	109
3.13.	Еквівалентні перетворення кіл синусоїдного струму на підставі символічного методу.....	111
3.14.	Загальні принципи використання символічного методу.....	113
3.15.	Комплексна потужність.....	114
3.16.	Моделі електроенергетичної системи та підвищення коефіцієнта потужності.....	117
3.17.	Кола синусоїдного струму з наявністю магнітного зв'язку.....	122
4.	ТРИФАЗНІ ЕЛЕКТРИЧНІ КОЛА.....	132
4.1.	Отримання трифазної системи ЕРС.....	132
4.2.	Способи з'єднання фаз трифазного джерела. Поняття про лінійні і фазні напруги.....	133
4.3.	Способи включення навантаження у трифазну електричну мережу.....	136
4.4.	Основні розрахункові співвідношення у трифазному навантаженні.....	137
4.4.1.	Схема зірка.....	137
4.4.2.	Схема трикутник.....	140
5.	ПЕРЕХІДНІ ПРОЦЕСИ В ЕЛЕКТРИЧНИХ КОЛАХ.....	146
5.1.	Загальне поняття про перехідні процеси і закони комутації.....	146
5.2.	Загальні принципи аналізу перехідних процесів.....	147
5.3.	Приклади аналізу перехідних процесів.....	150
5.3.1.	Вмикання котушки індуктивності до джерела постійної ЕРС.....	150
5.3.2.	Вмикання конденсатора до джерела постійної ЕРС (через резистор).....	152
5.3.3.	Відключення котушки індуктивності від джерела постійної ЕРС з розрядом на резистор.....	153
5.3.4.	Відключення конденсатора від джерела постійної ЕРС з розрядом на резистор.....	155
5.3.5.	Підключення котушки індуктивності до джерела синусоїдної ЕРС.....	156
5.3.6.	Розряд конденсатора на котушку індуктивності.....	158
5.3.7.	Підключення однієї з магнітозв'язаних котушок до джерела постійної ЕРС.....	163

6. НЕЛІНІЙНІ ЕЛЕКТРИЧНІ КОЛА	168
6.1. Поняття про лінійні і нелінійні електричні кола.....	168
6.2. Принципи розрахунку нелінійних електричних кіл	170
6.2.1. Послідовне з'єднання елементів	170
6.2.2. Паралельне з'єднання елементів	171
6.2.3. Змішане з'єднання елементів	171
6.2.4. Розрахунок електричного кола з послідовним з'єднанням лінійного та нелінійного елементів	173
7. КОЛА НЕСИНУСОЇДНОГО ПЕРІОДИЧНОГО СТРУМУ	175
7.1. Поняття про кола несинусоїдного струму і принципи їхнього розрахунку.....	175
7.2. Приклади розрахунку електричних кіл з періодичними несинусоїдними струмами	177
7.3. Загальне уявлення про електричні фільтри.....	180
8. МАГНІТНІ ПОЛЯ І МАГНІТНІ КОЛА.....	186
8.1. Загальне поняття про магнітне поле і магнітні величини	186
8.2. Поняття про магніторушійну силу та магнітну напругу.....	188
8.3. Приклади визначення простіших структур магнітного поля	189
8.4. Магнітні властивості матеріалів	194
8.5. Загальне уявлення про магнітні кола	198
8.6. Прояви магнітного поля.....	201
8.7. Закони магнітних кіл.....	204
8.8. Задачі розрахунку магнітних кіл постійного магнітного потоку....	207
8.9. Аналіз стану магнітного кола з постійним магнітом.....	211
8.10. Фізичні процеси в котушці зі сталевим осердям при постійному магнітному потоці	212
8.11. Фізичні процеси в котушці зі сталевим осердям при змінному магнітному потоці.....	215
8.12. Співвідношення величин у котушці зі сталевим осердям при змінному магнітному потоці	216
8.12.1. Основний магнітний потік.....	217
8.12.2. ЕРС від основного магнітного потоку.....	217
8.12.3. Струм котушки	218
8.12.4. ЕРС від магнітного потоку розсіювання.....	220
8.12.5. Рівняння рівноваги напруг і векторна діаграма котушки зі сталевим осердям, що включена на синусоїдну напругу.....	221
8.13. Потужність і втрати потужності в котушці зі сталевим осердям при змінному магнітному потоці.....	222
8.14. Електрична схема заміщення котушки зі сталевим осердям при змінному магнітному потоці.....	226
8.15. Принципи розрахунку магнітного кола при синусоїдному магнітному потоці	228

8.16. Вольтамперна характеристика і повний опір котушки зі сталевим осердям при змінній напрузі	231
9. ТРАНСФОРМАТОРИ.....	234
9.1. Призначення і будова трансформатора	234
9.2. Принцип дії трансформатора	235
9.3. Рівняння напруг в обмотках трансформатора	237
9.4. Рівняння струмів в обмотках трансформатора	238
9.5. Векторна діаграма напруг і струмів трансформатора.....	240
9.6. Потужності і втрати потужності у трансформаторі	241
9.7. Експериментальні дослідження трансформатора і визначення його параметрів і характеристик	243
9.7.1. Дослід неробочого ходу.....	243
9.7.2. Дослід короткого замикання.....	244
9.7.3. Дослідження навантаження і експлуатаційні (робочі) характеристики трансформатора.....	245
9.8. Зміна напруги на затискачах вторинної обмотки трансформатора при навантаженні	247
9.9. Залежність ККД трансформатора від коефіцієнта струму навантаження.....	248
9.10. Приклади розрахунку параметрів і характеристик трансформатора	249
9.11. Класифікація трансформаторів	251
9.12. Автотрансформатори	254
9.13. Трифазні трансформатори	255
9.14. Вимірювальні трансформатори	257
10. ЕЛЕКТРИЧНІ ВИМІРЮВАННЯ	259
10.1. Визначення і класифікація засобів і методів електричних вимірювань	259
10.2. Вмикання електровимірювальних приладів і поширення границь вимірювань	261
10.3. Похибки приладів та вимірювань.....	263
10.4. Аналогові електромеханічні вимірювальні прилади	269
10.4.1. Принципова схема і загальна компоновка конструкції.....	269
10.4.2. Принцип дії електромеханічних приладів різних систем....	272
10.5. Електронні вимірювальні прилади	275
10.5.1. Загальне поняття про цифрові прилади	275
10.5.2. Електронні вольтметри	276
10.5.3. Індикатор напруги та давач струму.....	277
10.5.4. Реєстратори і самописці	279
10.5.5. Осцилографи.....	280
10.5.6. Мікропроцесорний лічильник електроенергії	284
10.6. Приклади організації електричних вимірювань.....	287

10.6.1.	Вимірювання електричних опорів постійного струму	287
10.6.2.	Вимірювання активної потужності в трифазних колах	289
10.6.3.	Вимірювання електричної енергії	291
10.7.	Електричні методи вимірювання неелектричних величин	292
10.7.1.	Основні поняття і визначення	292
10.7.2.	Методи вимірювання магнітних величин	293
10.7.3.	Вимірювання лінійних переміщень і товщини	295
10.7.4.	Вимірювання механічних навантажень та тиску	296
10.7.5.	Вимірювання частоти обертання	297
10.7.6.	Вимірювання температури	299
11.	ЕЛЕКТРИЧНІ АПАРАТИ	301
11.1.	Загальне поняття про електричні апарати	301
11.2.	Приклад використання електричних апаратів	302
11.3.	Узагальнена структура електричного апарата	303
11.4.	Силовий електромагнітний механізм	304
11.5.	Контакти комутуючі і проблема дугогасіння	305
11.6.	Комутаційні апарати	307
11.7.	Реле: загальне уявлення	314
11.8.	Приклади конструкції і принципу дії реле	316
11.9.	Запобіжники	319
12.	ЗАГАЛЬНЕ УЯВЛЕННЯ ПРО ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ	323
12.1.	Вихідні визначення	323
12.2.	Електрична машина як узагальнений конструктивний модуль	325
12.3.	Магнітні поля в електричних машинах	329
12.4.	Створення обертового магнітного поля	331
12.5.	Приклади магнітних полів в електричних машинах	335
12.6.	Поняття про реакцію якоря	337
12.7.	Основи принципу дії електричних машин	339
12.8.	Зауваження щодо застосування законів електромагнітної індукції і Ампера	342
12.9.	Потужності і втрати потужності в електричних машинах	344
12.10.	Головні розміри і параметри електричних машин	346
13.	ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ	349
13.1.	Загальні визначення	349
13.2.	Конструкція машини постійного струму	350
13.3.	Основи принципу дії МПС	354
13.3.1.	Модель МПС	354
13.3.2.	ЕРС в обмотці якоря МПС	357
13.3.3.	Обертальний електромагнітний момент	360
13.4.	Генераторний режим роботи МПС	362
13.5.	Двигунний режим роботи МПС	364

13.6. Потужності і втрати потужності в МПС	366
13.7. Класифікація машин за способом збудження	368
13.8. Характеристики генераторів постійного струму	369
13.9. Робота МПС як двигуна	372
13.9.1. Вихідні положення.....	372
13.9.2. Способи пуску ДПС	373
13.9.3. Властивість саморегулювання ДПС	374
13.9.4. Електромеханічна (швидкісна) характеристика ДПС	375
13.9.5. Механічна характеристика ДПС.....	375
13.9.6. Робочі (експлуатаційні) характеристики ДПС.....	377
13.9.7. Способи регулювання частоти обертання ДПС.....	378
13.9.8. Способи електричного гальмування ДПС.....	381
13.10. Особливості ДПС з іншими схемами збудження.....	384
13.11. Приклади розрахунку параметрів і характеристик ДПС	386
13.11.1. Параметри і характеристики ДПС з паралельним і незалежним збудженням	386
13.11.2. Параметри і характеристики двигуна постійного струму з послідовним збудженням	390
14. ТРИФАЗНІ АСИНХРОННІ ДВИГУНИ	396
14.1. Загальні поняття.....	396
14.2. Будова трифазного асинхронного двигуна	397
14.3. Схеми обмотки статора.....	402
14.4. Принцип дії трифазного асинхронного двигуна.....	403
14.5. Електромагнітний момент у ТАД	406
14.6. Рівняння напруг і струмів в обмотках ТАД.....	411
14.7. Потужності і втрати потужності в ТАД.....	414
14.8. Механічна характеристика ТАД	416
14.9. Визначення механічної характеристики ТАД за його паспортними даними.....	418
14.10. Робота ТАД і керування ним	421
14.10.1. Пуск і способи пуску ТАД.....	421
14.10.2. Властивість саморегулювання ТАД	424
14.10.3. Робочі (експлуатаційні) характеристики ТАД.....	425
14.10.4. Регулювання частоти обертання ТАД.....	426
14.10.5. Електричне гальмування і реверсування ТАД.....	430
14.11. Приклади розрахунку параметрів і характеристик ТАД	433
15. ТРИФАЗНІ СИНХРОННІ МАШИНИ	442
15.1. Загальні поняття.....	442
15.2. Будова трифазної синхронної машини.....	444
15.3. Робота трифазної синхронної машини в режимі генератора	448
15.4. Рівняння електричного стану, схема заміщення і векторна діаграма синхронного генератора	451

15.5. Робота трифазної синхронної машини в режимі двигуна	454
15.6. Рівняння електричного стану, схема заміщення і векторна діаграма синхронного двигуна та синхронного компенсатора	457
15.7. Потужності й обертальний момент синхронної машини	459
15.8. Приклади розрахунку параметрів і характеристик синхронних машин	462
16. ЕЛЕКТРОННІ ПРИЛАДИ	473
16.1. Предмет електроніки	473
16.2. Напівпровідники та їхні властивості	474
16.3. Напівпровідникові резистори	481
16.4. Напівпровідникові діоди	483
16.5. Транзистори	488
16.5.1. Біполярні транзистори	489
16.5.2. Польові транзистори	493
16.5.3. Біполярні транзистори з ізольованим затвором	497
16.6. Тиристори	498
16.7. Інтегральні мікросхеми	502
16.8. Силові напівпровідникові модулі	505
16.9. Фотоелектронні прилади та тлумачення про оптоелектроніку	506
17. ВИПРЯМЛЯЧІ І ПРИСТРОЇ ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ	514
17.1. Загальні визначення	514
17.2. Однофазні схеми випрямлення	517
17.3. Трифазні випрямлячі	521
17.4. Згладжувальні фільтри	525
17.5. Стабілізатор постійної напруги	527
17.6. Керовані випрямлячі	528
17.7. Перетворювачі напруги	536
17.7.1. Регулятор змінної напруги	536
17.7.2. Імпульсні перетворювачі постійного струму, що знижують напругу	537
17.7.3. Імпульсний перетворювач постійного струму, що підвищує напругу	539
17.8. Автономні інвертори	541
17.9. Перетворювачі частоти	547
17.10. Тлумачення про принципи побудови систем керування тиристорними перетворювачами	548
18. ЕЛЕКТРОННІ ПІДСИЛЮВАЧІ ТА ГЕНЕРАТОРИ	553
18.1. Призначення й основні параметри підсилювачів	553
18.2. Зворотні зв'язки в підсилювачах	555
18.3. Підсилювачі змінного струму	557
18.4. Підсилювачі постійного струму. Операційний підсилювач	561
18.4.1. Диференційний каскад	562
18.4.2. Операційний підсилювач	564

18.5. Вибіркові підсилювачі. Резонансні фільтри.....	571
18.6. Електронні генератори та імпульсні пристрої.....	573
19. ДИСКРЕТНІ ЕЛЕКТРОННІ ПРИСТРОЇ.....	581
19.1. Імпульсні напруги і струми.....	581
19.2. Ключовий транзисторний підсилювач.....	583
19.3. Основні операції над логічними змінними та їхня реалізація.....	585
19.3.1. Основні поняття з алгебри логіки.....	585
19.3.2. Основні логічні операції.....	586
19.4. Тригери. Розподілення на комбінаційні і послідовнісні пристрої.....	590
19.5. Генератори імпульсів.....	595
19.6. Подання чисел у цифрових пристроях.....	597
19.7. Типові комбінаційні пристрої.....	601
19.8. Типові послідовнісні пристрої.....	604
19.9. Цифро-аналогові і аналого-цифрові перетворювачі.....	608
20. МІКРОПРОЦЕСОРНА ТЕХНІКА.....	611
20.1. Структурна схема мікропроцесора.....	612
20.2. Типова структура мікропроцесорної системи.....	617
20.3. Основи програмування мікропроцесорів.....	620
20.3.1. Вступ у програмування.....	620
20.3.2. Основні типи команд і їхнє застосування.....	623
20.3.3. Особливості укладання програм на мові Асемблер.....	627
20.3.4. Приклад укладання програми для МП КР580ВМ80.....	632
20.4. Організація та функціонування стекової пам'яті та переривань.....	633
20.5. Пристрої пам'яті.....	635
20.5.1. Побудова і функціонування ОЗП.....	636
20.5.2. Побудова і функціонування ПЗП.....	637
20.6. Організація і функціонування інтерфейсу.....	638
20.7. Мікроконтролери.....	641
20.7.1. Види архітектури МПС.....	641
20.7.2. Структура мікроконтролерів типу PIC16F87X.....	643
20.7.3. Основні внутрішні периферійні пристрої.....	648
20.7.4. Основні типи команд та особливості програмування.....	653
20.7.5. Приклад програмування мікроконтролера PIC16F87X.....	662
20.8. Програмовані промислові логічні контролери.....	670
20.8.1. Особливості використання та характеристики.....	671
20.8.2. Особливості програмування.....	672
20.8.3. Приклад використання контролера типу ALPNA для автоматизації технологічного об'єкта.....	675
20.8.4. Застосування програмованих логічних контролерів у системах автоматизації технологічних об'єктів.....	677
20.8.5. Приклади сучасних контролерів.....	681
СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ.....	685

ПЕРЕДМОВА

Дисципліна «Електротехніка, електроніка та мікропроцесорна техніка» поєднує три зазначені складові, які відповідають певним галузям науки і техніки. *Електротехніка* вивчає практичне використання електромагнітних явищ. *Електроніка* вивчає використання електронних і йонних процесів, тобто процесів перетворення концентрації та пересування зарядів у різних середовищах. *Мікропроцесорна техніка* є вершиною розвитку електроніки і базується на вивченні та використанні створених в процесі розвитку мікроелектроніки і обчислювальної техніки спеціалізованих програмованих великих інтегральних мікросхем – мікропроцесорів, які спричинили якісний стрибок у створенні контролюючих, керуючих і обробляючих систем мікро-ЕОМ, що безпосередньо вбудовуються в прилади, машини і технологічне устаткування.

Частина з електротехніки присвячена викладанню теоретичного матеріалу щодо основних понять і законів електричних кіл, співвідношень електричних і енергетичних величин, які характеризують стан цих кіл, принципів їхніх розрахунків та ін. Теж саме подається стосовно магнітних кіл. Значний обсяг матеріалу присвячений вивченню конструкції, принципу дії, характеристик і принципів керування таких електротехнічних пристроїв, як трансформатори, електровимірювальні прилади, електричні апарати, електричні машини постійного і змінного струму.

У частині, що стосується електроніки, подані напівпровідникові прилади (резистори, діоди, транзистори, тиристори, інтегральні мікросхеми, силові напівпровідникові модулі, фото- та оптоелектронні прилади), електронна схемотехніка (випрямлячі та інші перетворювачі, підсилювачі, генератори, ключі, електронна логіка, тригери, генератори імпульсів, комбінаційні та послідовнісні пристрої, цифро-аналогові й аналого-цифрові перетворювачі та ін.).

З мікропроцесорної техніки подані типові структури мікропроцесора та мікропроцесорної системи, основи програмування мікропроцесорів, організація і функціонування стекової пам'яті та переривань, пристрої пам'яті, організація і функціонування інтерфейсу, мікроконтролери тощо.

У випадках, коли за програмою дисципліни передбачено проведення розрахунків, матеріал супроводжується прикладами.

Перелічені частини курсу мають для майбутнього інженера самостійне значення, але кожна попередня з них є основою для вивчення наступних частин, а також інших навчальних дисциплін

як електротехнічного, так і неелектротехнічного спрямування. Адже, з одного боку, електричні кола є невід'ємною складовою систем електроживлення виробничого, транспортного, дослідного і побутового призначення. З іншого боку, ці кола, як і магнітні кола, є складовими частинами більшості електротехнічних пристроїв, таких як трансформатори, електричні апарати і машини, електровимірвальні прилади, а також спільно з напівпровідниковими приладами є складовими різноманітних електронних пристроїв, аж до пристроїв мікропроцесорної техніки і комп'ютерів. У свою чергу, електронна техніка є невід'ємною частиною сучасних систем живлення та керування згаданих електротехнічних пристроїв та багатьох виробничих процесів. Тому освоєння всієї цієї техніки є необхідною умовою успішної професійної діяльності як безпосередньо інженерів і дослідників електротехнічного профілю, так й інженерів інших технічних спеціальностей, таких як інженери-механіки машинобудівної, металургійної, хімічної, транспортної та інших галузей.

Пропонований підручник перш за все орієнтований на студентів неелектротехнічних спеціальностей при вивченні ними дисциплін загального електротехнічного профілю та інших спеціалізованих дисциплін такого роду. Сподіваємось, підручник також буде вельми корисним для студентів та викладачів електротехнічних спеціальностей. Дійсно, кількість і обсяг спеціальної електротехнічної літератури, як і відповідних дисциплін, дуже великі. І в кожному спеціалізованому виданні автори намагаються зібрати всю попередню і нову всеохоплюючу теорію, добре насиченою складною математикою. Це корисно для фахівця, який вже сформувався й має досвід роботи. Але тому, хто проходить курс навчання уперше, будуть зручними саме ті обсяги та стиль подання матеріалу, притаманні загальним електротехніці та електроніці. Перш за все це стосується таких дисциплін, як, наприклад, *вступ до спеціальності*, орієнтованих на майбутніх електриків, електромеханіків, електроніків, фахівців з електропобутової техніки тощо.

У підсумку можна зауважити, що за обсягом і змістом матеріалу підручник орієнтований більшою мірою на широке коло фахівців, які є або будуть користувачами електротехнічних та електронних пристроїв, і меншою – на розробників подібної техніки.

Даний підручник певною мірою узагальнює досвід викладання курсу «Електротехніка, електроніка та мікропроцесорна техніка» та споріднених до нього дисциплін в НТУ «ХПІ» (м.Харків) та в ДонНТУ (м.Донецьк). Тому автори вдячні колегам, причетним до розвитку і вдосконалення методики викладання цього курсу.

ВСТУП

В.1. Базові знання для засвоєння курсу «Електротехніка, електроніка та мікропроцесорна техніка»

Вивчення дисципліни «Електротехніка, електроніка та мікропроцесорна техніка» базується на знанні наступних основ, що вивчаються в курсах фізики і математики:

1) поняття про електричні, магнітні, енергетичні і механічні величини та одиниці їхнього вимірювання: заряд [Кл], потенціал [В], струм і сила струму [А], напруга [В], електрорушійна сила (ЕРС) [В], опір [Ом] і провідність [См], магнітні потік [Вб] і індукція [Тл], напруженість магнітного поля [А/м], час [с], швидкість [м/с], частота [Гц] і кутова частота [s^{-1}], кутова швидкість [рад/с] і частота обертання [об/с, об/хв], електричні, а також інші види енергії [Дж] і потужності [Вт], сила [Н], обертальний момент [Н·м] та ін.;

2) закони електромагнетизму: закон Кулона, закон Ома, закон Джоуля-Ленца, закони Кірхгофа, закон Біо-Савара-Лапласа, закон повного струму, закон електромагнітної індукції, правило Ленца, закон Ампера;

3) фізичні основи: електромагнітні процеси в провідникових, напівпровідникових та інших середовищах;

4) математичні основи: диференціювання й інтегрування елементарних функцій, операції з тригонометричними функціями, розв'язання алгебраїчних і диференціальних рівнянь, дії з векторами і комплексними числами та ін.

Основою всіх електромагнітних явищ є електромагнітне поле та електричний заряд.

Електромагнітне поле — особливий вид матерії, який у всіх точках простору поєднує дві його складові, що називаються, відповідно, *електричне* та *магнітне поля*. Електромагнітне поле проявляється силовою дією на електрично заряджені частинки, але природа цього поля і власне заряду є феноменами, не пізнаними до кінця. У загальному випадку силова дія електромагнітного поля виражається силою Лоренца: $\vec{F}_L = q\vec{E} + q[\vec{V} \times \vec{B}]$ або $\vec{F}_L = \vec{F}_E + \vec{F}_M$, де використані позначення величин, суть яких подається нижче.

Електричний заряд q — джерело електромагнітного поля, яке пов'язане з матеріальним носієм; елементарний електричний заряд — це внутрішній параметр елементарної частинки, що визначає її електромагнітну сутність, здатність до взаємодій. Уся сукупність електричних і магнітних явищ є проявом існування, руху і взаємодії електричних зарядів. Розрізняють два види електричних зарядів, які умовно називають позитивними «+» та негативними «-». Останні названі на честь електрона — елементарної негативно зарядженої частинки, заряд електрона $e = 1,601 \cdot 10^{-19}$ Кл.

Електричне поле — одна із двох складових електромагнітного поля, яка виявляється у дії на електрично заряджену частинку із силою \vec{F}_E , пропорційною зарядові частинки q і незалежною від швидкості її руху. Це поле характеризується векторною величиною — напруженістю електричного поля \vec{E} . Чисельно ця величина дорівнює відношенню сили, що діє на заряджену частинку, до її заряду і має напрямок сили, що діє на частинку з позитивним зарядом, тобто $\vec{E} = \lim_{q \rightarrow 0} \frac{\vec{F}_E}{q}$.

Магнітне поле — інша складова електромагнітного поля, яка виявляється у дії на рухоми електрично заряджену частинку із силою \vec{F}_M , пропорційною зарядові частинки q і швидкості її руху V . Це поле характеризується векторними величинами: напруженістю магнітного поля \vec{H} і пов'язаною з нею магнітною індукцією \vec{B} . Чисельно магнітна індукція дорівнює відношенню сили F_M до добутку заряду q і швидкості V частинки, тобто $B = \lim_{q \rightarrow 0} \frac{F_{M \max}}{q \cdot V}$, якщо напрямок швидкості такий, що ця сила максимальна. Вектор магнітної індукції перпендикулярний до векторів сили \vec{F}_M і швидкості \vec{V} , а його напрямок при цьому збігається з поступовим переміщенням правого гвинта при його обертанні від напрямку сили до напрямку швидкості частинки із позитивним зарядом. У підсумку перелічені величини поєднує формула $\vec{F}_M = q[\vec{V} \times \vec{B}]$.

У природному стані різні матеріальні тіла є електрично нейтральними, тобто елементарні позитивні та негативні заряди рівномірно розподілені в їхньому об'ємі і врівноважують один одного. Щоб вивільнити заряди різних знаків і примусити їх рухатися в заданому напрямку, треба витратити енергію. Сили, які розділяють

заряди різних знаків, долаючи електростатичні сили тяжіння між ними, називаються сторонніми. Походження *сторонніх сил* може бути різним: в електромеханічних генераторах це механічні сили, що передаються через вихрове електричне поле, яке виникає при зміні магнітного поля з часом, або це сили Лоренса, які діють з боку магнітного поля на електрони в провіднику, який рухається; в гальванічних елементах — це хімічні сили; сторонні сили можуть бути безпосереднім проявом теплових процесів, механічного тиску, контактних явищ між різними матеріалами тощо.

Для опису електромагнітних полів і процесів введено цілий ряд формальних фізичних величин. Поряд зі вже згаданими величинами виняткову роль мають також наступні електричні величини.

Електричний струм — це впорядкований (направлений) рух електрично заряджених частинок. За напрямком струму приймають напрямок руху позитивно заряджених частинок. Якщо струм створюється негативно зарядженими частинками (наприклад, електронами), то напрямок струму вважають протилежним напрямку їхнього руху. Кількісно електричний струм характеризується скалярною величиною — силою струму I і векторною величиною — густиною електричного струму \vec{j} . *Сила струму* дорівнює відношенню абсолютного значення електричного заряду dq , який проходить за малий проміжок часу dt крізь визначену поверхню (наприклад, крізь поперечний переріз провідника), до значення dt , тобто $I = dq/dt$.

Для опису потенціальної енергетичної здатності електричного поля слугує скалярна величина — *електричний потенціал* ϕ . Потенціал даної точки поля є відношенням роботи A , яку може виконати поле, переміщуючи заряд q із даної точки в нескінченно віддалену точку, до самого заряду, тобто $\phi = A/q$. Нескінченно віддалену точку беруть там, де електричне поле відсутнє і де, отже, потенціал дорівнює нулю.

Електрична напруга — це скалярна величина, яка є порідненою до потенціалу. Вона введена для енергетичної характеристики електричного поля або електричного кола і вона характеризує здатність поля виконувати роботу при переміщенні заряджених частинок між точками простору. Електрична напруга між двома точками електричного кола або електричного поля чисельно дорівнює роботі електричного поля по переміщенню одиничного позитивного заряду із точки a в точку b . У загальному випадку

напруга дорівнює відношенню роботи A , яку виконує поле, переміщуючи заряд q із даної точки в іншу точку, до самого заряду, тобто $U_{ab} = A/q$. У потенціальному електричному полі (електростатичне поле) ця робота не залежить від шляху переміщення заряду. У такому разі електрична напруга між двома точками дорівнює різниці потенціалів між ними, тобто $U_{ab} = \Phi_a - \Phi_b$.

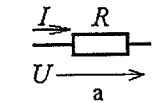
Електрорушійна сила (ЕРС) — це скалярна величина, яка характеризує дію сторонніх сил у джерелах постійного або змінного струму. Сторонні сили приводять до руху електричні заряди всередині генераторів, гальванічних елементів та інших джерел струму. ЕРС E (тут E не треба плутати з позначенням напруженості електричного поля) чисельно дорівнює роботі, яка виконується силами стороннього електричного поля (неелектростатичного) при перенесенні уздовж замкненого контура електричного кола одиниці позитивного електричного заряду, або, в загальному випадку, ЕРС дорівнює відношенню роботи A , яку виконують сторонні сили, переміщуючи заряд q уздовж замкненого провідникового контура, до самого заряду, тобто $E = A/q$. З іншого боку ЕРС джерела напруги дорівнює різниці потенціалів або напрузі на його електродах (полюсах) при розімкненому зовнішньому колі, тобто при відсутності електричного струму в джерелі.

Визначення та позначення магнітних та електричних величин регламентуються стандартами різного рівня. Так, у межах України такі державні стандарти, як: «ДСТУ 2843-94 Електротехніка. Основні поняття. Терміни та визначення»; «ДСТУ 2815-94 Електричні й магнітні кола та пристрої. Терміни та визначення»; «ДСТУ 3120-95. Електротехніка. Літерні позначення основних величин», можна вважати загальними для галузі електротехніки. Але, на жаль, ці стандарти не є досконалими, тому в навчально-методичній літературі зараз ще застосовуються визначення і позначення, які відрізняються від стандартизованих. Усього в галузі електротехніки та за окремими її напрямками існують десятки різних стандартів, яких треба дотримуватися.

Взаємодія та взаємовідношення величин, що описують електромагнітні процеси в електротехнічних пристроях, регулюється законами електромагнетизму. Зважаючи на те, що в даному підручнику регулярно доводиться посилаватися на ці закони, наведемо їх у формі, в якій ними прийнято оперувати в курсі «Електротехніка,

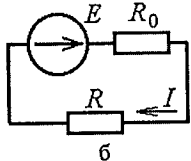
електроніка та мікропроцесорна техніка». При цьому зауважимо, що закони формулюються, головним чином, стосовно понять постійного струму, як це прийнято в курсі фізики. У подальшому ці закони отримують і більш поширене тлумачення.

В.2. Закони електромагнетизму



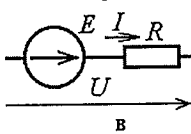
В.2.1. **Закон Ома** (рис. В.1) має такі варіанти:
а) сила струму I прямо пропорційна напрузі U і обернено пропорційна електричному опору R ділянки кола:

$$I = \frac{U}{R}; \quad (\text{В.1})$$



б) сила струму в електричному колі прямо пропорційна ЕРС джерела електроенергії й обернено пропорційна сумі електричних опорів зовнішньої і внутрішньої ділянок:

$$I = \frac{E}{R + R_0}; \quad (\text{В.2})$$



в) узагальнений закон Ома для ділянки кола (знак « \rightarrow » у разі зміни напрямку напруги):

$$I = \frac{E \pm U}{R}. \quad (\text{В.3})$$

Рис. В.1. Ілюстрація до закону Ома

В.2.2. Закони Кірхгофа:

1 закон — алгебраїчна сума струмів віток, що сходяться у вузлі електричного кола, дорівнює нулю, тобто:

$$\sum_{k=1}^m I_k = 0, \quad (\text{В.4})$$

де m — кількість віток у даному вузлі.

Або, наприклад, обираючи напрямок до вузла позитивним, маємо для випадку на рис. В.2:

$$I_1 - I_2 + I_3 - I_4 = 0.$$

2 закон — алгебраїчна сума спадів напруг у вітках замкненого контура електричного кола дорівнює алгебраїчній сумі ЕРС, що знаходяться в цьому контурі, тобто:

$$\sum_{k=1}^n R_k I_k = \sum_{k=1}^q E_k, \quad (\text{В.5})$$

де n, q — кількість пасивних елементів і джерел ЕРС у цьому контурі.

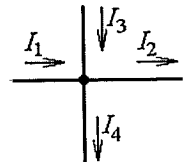


Рис. В.2. Вузол електричного кола

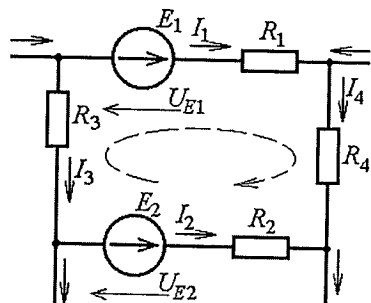


Рис. В.3. Контур електричного кола

Або, для прикладу, обираючи вказаний на рис. В.3 напрямок обходу:

$$I_1 R_1 + I_4 R_4 - I_2 R_2 - I_3 R_3 = E_1 - E_2.$$

В.2.3. Закон Джоуля-Ленца:

теплова енергія, що виділяється в провіднику (наприклад, у резисторі, як на рис. В.1,а), дорівнює добутку квадрата сили струму I , опору провідника R і часу t , а саме:

$$W_T = I^2 R t. \quad (\text{B.6})$$

В.2.4. Закон Біо-Савара-Лапласа: індукція $d\vec{B}$ магнітного

поля, що створюється елементом струму $I d\vec{l}$ на відстані r від нього в однорідному середовищі з відносною магнітною проникністю μ_r (рис. В.4), обернено пропорційна квадрату відстані і прямо пропорційна елементу струму і синусу кута β поміж векторами dl і r , тобто у векторній, а потім і в скалярній формах:

$$d\vec{B} = \frac{\mu_0 \mu_r}{4\pi r^3} [I d\vec{l} \times \vec{r}], \quad dB = \frac{\mu_0 \mu_r I dl}{4\pi r^2} \sin\beta, \quad (\text{B.7})$$

де $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м — магнітна стала.

Напрямок вектора магнітної індукції визначається відомим правилом буравчика, як показано на рис. В.4.

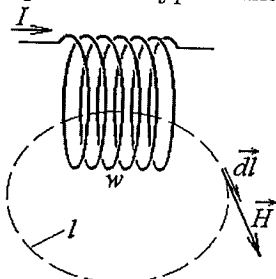


Рис. В.5. Контур, зчеплений з котушкою

В.2.5. Закон повного струму: циркуляція вектора напруженості H магнітного поля по контуру l (рис. В.5) дорівнює алгебраїчній сумі струмів, що охоплюються цим контуром:

$$\oint_l \vec{H} d\vec{l} = \sum I, \quad (\text{B.8})$$

де повний струм $\sum I = wI$, w — кількість витків котушки, по котрій проходить струм I .

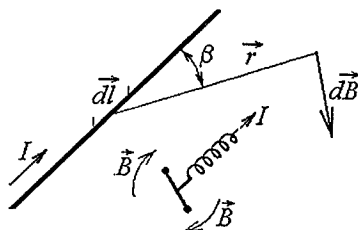


Рис. В.4. Магнітна індукція від провідника зі струмом

В.2.6. Закон електромагнітної індукції: ЕРС e , яка індукується в провідниковому контурі або котушці (рис. В.6), дорівнює швидкості зміни його магнітного потокозчеплення Ψ :

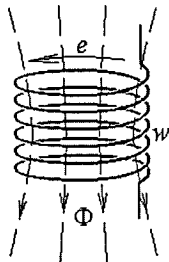


Рис. В.6. Котушка у магнітному полі

$$e = -\frac{d\Psi}{dt}, \tag{В.9}$$

де $\Psi = \sum_{k=1}^w \Phi_k$; w — кількість витків котушки; Φ_k — магнітний потік, який пронизує її k -ий виток.

У частковому випадку, коли всі витки пронизують однаковим магнітним потоком, $\Psi = w\Phi$, і тоді ЕРС:

$$e = -w\frac{d\Phi}{dt}. \tag{В.10}$$

При іншому формулюванні закону для елемента dl провідника, який переміщується зі швидкістю \vec{V} в магнітному полі з індукцією \vec{B} (рис. В.7) ЕРС має вигляд:

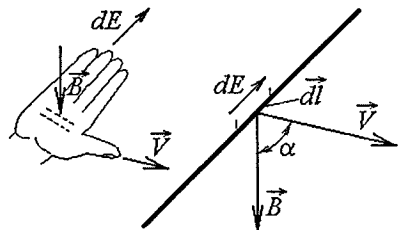


Рис. В.7. Провідник, що рухається в магнітному полі

$$dE = \vec{B}[d\vec{l} \times \vec{V}]. \tag{В.11}$$

Якщо при цьому магнітне поле однорідне, тобто індукція B скрізь однакова за величиною і напрямком, ЕРС на всю довжину l провідника:

$$E = VB l \sin \alpha. \tag{В.12}$$

Напрямок ЕРС визначається правилом правої руки (рис. В.7).

В.2.7. Закон Ампера (рис. В.8) виражає силу Ампера:

$$d\vec{F}_A = I[d\vec{l} \times \vec{B}], \tag{В.13}$$

котра діє на елемент довжини dl провідника зі струмом I , який розташовується в магнітному полі з індукцією B .

У простішому випадку, при однорідному магнітному полі на всю довжину l провідника діє сила Ампера:

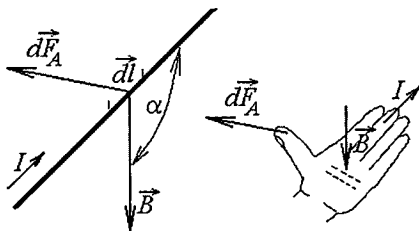


Рис. В.8. Провідник зі струмом у магнітному полі

$$F_A = I B l \sin \alpha. \tag{В.14}$$

Напрямок сили Ампера визначає правило лівої руки (рис. В.8).

В.2.8. Правило Ленца: індукційний струм i , який виникає у замкненому контурі, має такий напрямок, що створений ним магнітний потік крізь площу, обмежену контуром, прагне компенсувати ту зміну потоку, яким викликається даний струм.

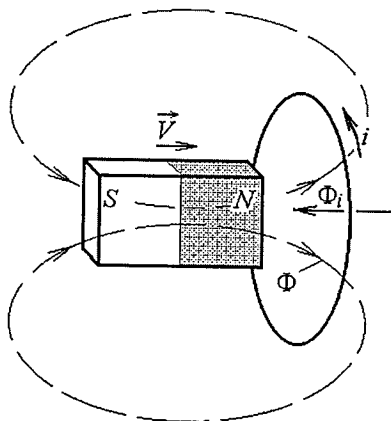


Рис. В.9. Внесення магніта у провідниковий контур

На рис. В.9 як окрема ілюстрація правила Ленца вказано напрямок потоку Φ_i магнітного поля, що збуджується струмом i , який, у свою чергу, індукований магнітним потоком Φ постійного магніту, який вноситься в контур.

Відомо, що правило Ленца безпосередньо торкається закону електромагнітної індукції, визначаючи напрямок індукованої ЕРС, як і напрямок струму, що нею викликається.

В.2.9. Закон Кулона визначає силу взаємодії вільних електричних

зарядів: двоє точкових зарядів, що знаходяться в однорідному діелектрику з відносною діелектричною проникністю ϵ_r , взаємодіють один з одним із силою F_k , яка пропорційна добутку зарядів q_1 і q_2 та обернено пропорційна квадрату відстані r між ними (рис. В.10):

$$F_k = \frac{q_1 q_2}{4\pi\epsilon_0 \epsilon_r r^2}, \quad (\text{В.15})$$

де $\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$ Ф/м — електрична стала.

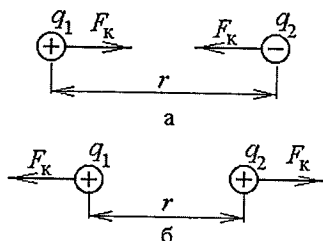


Рис. В.10. Взаємодія електричних зарядів

Сила спрямована по лінії, яка з'єднує заряди, і відповідає притягненню для різнойменних зарядів (рис. В.10, а) і відштовхуванню для однойменних (рис. В.10, б).

На завершення запропонуємо емблему-символ електротехніки (рис. В.11). У цій алегорії виявляються основи електротехніки. У центрі знаходиться птах Electrical Engineering — Електротехніка, що летить зі швидкістю V в магнітному полі, яке характеризується індукцією B . Відповідно до закону електромагнітної індукції в крилах птаха виникає ЕРС E . Коли крила торкнулись провідникового

кільця Electrical Engineering, то під дією ЕРС в контурі, що утворився, з'явиться струм I . І у відповідності із законом Ампера взаємодія струму з магнітним полем приводить до виникнення сили F . Напрямки всіх величин на емблемі відповідають загально-відомим встановленим правилам.

На явищах, згаданих вище, побудовано принцип дії більшості електротехнічних пристроїв, тільки в різних випадках змінюється послідовність логічного ланцюжка їхніх взаємозв'язків: одні величини стають первинними, а інші — вторинними.

Із відкриттям законів електромагнетизму в ХІХ столітті почалася ера Електротехніки — практичного використання відповідних явищ. І з того часу птах — Electrical Engineering став приносити і буде завжди приносити людям щастя, що символізують проміння, які виходять із Electrical Engineering, адже Електротехніка, окрім всього іншого, дає і світло, і тепло. І щоб повністю це усвідомити, належить пізнати науку під загальною назвою ЕЛЕКТРОТЕХНІКА.

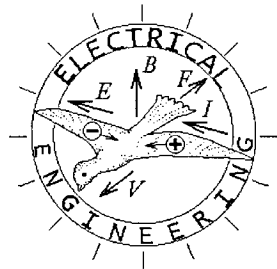


Рис. В.11. Емблема-символ електротехніки

Запитання для самоконтролю

1. Які види електричного заряду Вам відомі?
2. Які сили можуть приводити до розділення зарядів різних знаків?
3. Що таке електромагнітне поле і як проявляються його складові — електричне та магнітне поля?
4. Поясніть поняття ЕРС і електричного струму, потенціалу і напруги.
5. Що є спільного у поняттях електричного потенціалу і напруги та чим вони відрізняються?
6. У якому випадку значення ЕРС та напруги співпадають?
7. Назвіть закони, які описують електричні та магнітні процеси.
8. Сформулюйте відомі Вам закони електромагнетизму.
9. Які закони пов'язують електричні та магнітні величини?
10. Що треба змінити у електричному контурі або на ділянці електричного кола, щоб збільшити або зменшити електричний струм?
11. Що треба зробити, щоб створити у оточуючому просторі магнітне поле? Як можна змінювати напруженість та індукцію цього поля?
12. Що треба зробити, щоб у провіднику або котушці виникла ЕРС?
13. Які умови треба забезпечити, щоб на провідник діяла сила?
14. Які документи регламентують поняття та терміни електротехніки?

1. ОСНОВИ АНАЛІЗУ ЕЛЕКТРИЧНИХ КІЛ

1.1. Основні поняття про електричні кола

Електричне коло — сукупність пристроїв і об'єктів, що утворюють шлях для електричного струму.

Якщо контури струму визначені формою провідників, у яких він локалізований, то електромагнітні процеси в електричних колах можуть бути описані за допомогою понять *електрорушійна сила* (ЕРС), *електричний струм* і *напруга*, які не потребують урахування просторових координат. Тому практично залишається розглянути тільки кількісні параметри цих *електричних величин* і характер їхньої зміни в часі t , тобто функції ЕРС $e(t)$, струму $i(t)$ і напруги $u(t)$.

Процеси в електричних колах суттєво залежать від виду цих функцій, тому якраз у цьому зв'язку електричні кола розподіляють на наступні типи (за приклад далі подаються тільки функції струму $i(t)$):

1) *кола постійного струму* (позначення величин: I, U, E), $i = I$ (рис. 1.1, а);

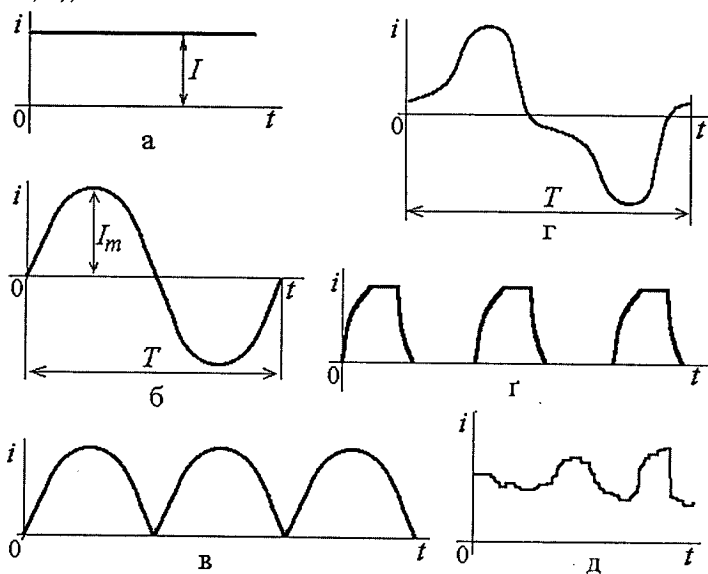


Рис. 1.1. Види часових залежностей струму

2) *кола змінного струму* (позначення миттєвих величин i , u , e), які в свою чергу підрозділяються на:

а) *кола синусоїдного струму* — найбільш поширені при виробництві, передачі і розподілі електроенергії; функція струму (рис. 1.1, б, де T — період):

$$i = I_m \sin \frac{2\pi}{T} t. \quad (1.1)$$

б) *кола несинусоїдного періодичного струму* — наприклад, у випрямлячах (рис. 1.1, в), у колах за наявності дроселів (рис. 1.1, з) тощо;

в) *кола імпульсних струмів* (рис. 1.1, г), поширені в техніці зв'язку, радіотехніці, обчислювальній техніці та ін. (тут, на відміну від випадку на рис. 1.1, в, кожен імпульс може розглядатися незалежно від попереднього і наступного);

г) *кола з хаотичною зміною струмів* (рис. 1.1, д).

Процеси в колах і рівень їхнього розрахункового аналізу поступово ускладнюються саме в поданій послідовності.

Електричне коло може мати два стани: *перехідний процес* і *усталений режим*. Перший стан настає після комутації кола (ввімкнення або вимкнення) чи з інших причин і характеризується інтервалом перехідних струмів. Перехідний процес завершується усталеним режимом, який характеризується постійним струмом, як на рис. 1.1, а, або повторюваним змінним струмом, як на рис. 1.1, б, в, г.

Для електричних кіл важливими є поняття *лінійності* і *нелінійності*. Якщо вольтамперні характеристики (ВАХ) — залежності між напругами і струмами — наприклад, $U(I)$ або $I(U)$, на елементах, що утворюють коло, прямолінійні, то такі елементи і, відповідно, кола називаються *лінійними*. Якщо хоча б в одного елемента ВАХ непрямолінійна, то такий елемент і все коло є *нелінійними*.

Електричні кола за *структурою* можна підрозділити на наступні види пристроїв і елементів.

1. Генератори — джерела електроенергії (рис. 1.2) (у них енергія різних видів перетворюється на електричну):

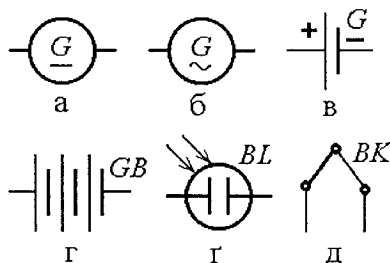


Рис. 1.2. Джерела електроенергії

а, б) електромеханічні генератори постійного і змінного струму (перетворюють механічну енергію на електричну);

в, г) один елемент і батарея гальванічних елементів (перетворюють хімічну енергію на електричну);

г) фотоелемент (перетворює світлову енергію на електричну);

д) термопара (перетворює теплову енергію на електричну).

2. Пристрої передачі електроенергії – лінії електропередачі (ЛЕП) або лінії зв'язку (рис. 1.3):

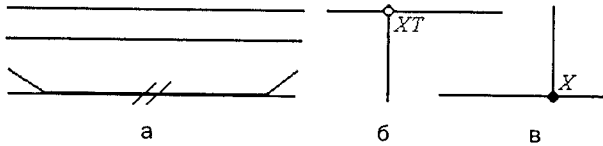


Рис. 1.3. Елементи ліній зв'язку

а) двохпровідна лінія (два варіанти позначення); б, в) при використанні з'єднань у лініях утворюються вузли (рознімне і нерознімне з'єднання).

3. Перетворювачі електроенергії (рис. 1.4) – перетворюють електричну енергію одного виду на електричну енергію іншого виду:

а) випрямлячі – перетворюють змінний струм у випрямлений (однонаправлений або постійний);

б, в) автотрансформатори і трансформатори – змінюють напругу змінного струму, а також сам цей струм за величиною;

г) інвертори – перетворюють постійний струм у змінний.

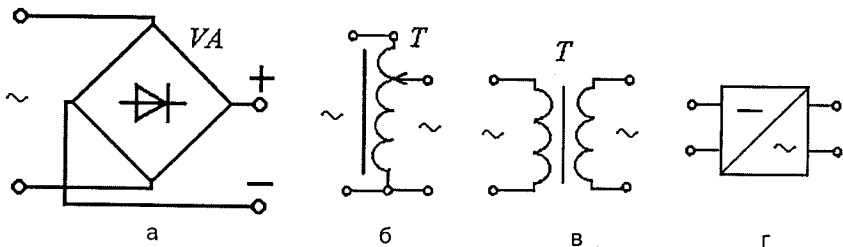


Рис. 1.4. Перетворювачі електроенергії

4. Приймачі (споживачі) електроенергії (рис.1.5) – перетворюють електричну енергію (ЕЕ) на інші види енергії:

а, б) електродвигуни постійного і змінного струму – ЕЕ перетворюється на механічну (M – мотор);

в) батарея гальванічних елементів – зарядженою стає приймачем, що перетворює ЕЕ на хімічну;

г, ґ, д, е) резистори нерегульований і регульований (реостат), електронагрівач опору, електропіч індукційна – ЕЕ перетворюється на теплову;

ж) лампа розжарювання – ЕЕ перетворюється на світлову і теплову.

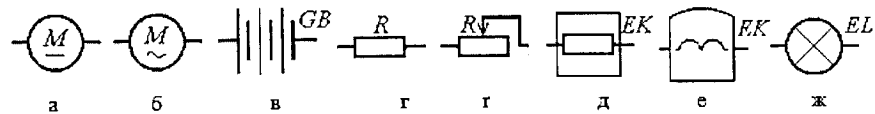


Рис. 1.5. Приймачі електроенергії

5. **Накопичувачі енергії** (рис.1.6) – тимчасово перетворюють електричну енергію на інші види енергії з подальшим зворотним перетворенням:

а, б, в) котушки індуктивності без осердя і з феромагнітним осердям (дроселі), реактор – накопичують енергію в магнітному полі;

г) електричний конденсатор – накопичує енергію в електричному полі електричних зарядів.

Накопичувачами енергії, але в хімічному вигляді, можна вважати і гальванічні елементи (рис.1.5,в), хоча й накопичувачі (рис.1.6) у певному сенсі є теж споживачами електроенергії. Але всі вони здатні повернути енергію до електромережі, тобто можуть тимчасово стати вторинними (несамостійними) джерелами електроенергії, на відміну від первісних джерел (рис.1.2).

6. **Електричні апарати (комутаційна апаратура)** (рис. 1.7) – для ввімкнення і вимкнення, регулювання параметрів електричного струму, захисту електрообладнання:

а-г) Q – вимикач на досить великі струми в лініях електропередачі, розподільних електромережах, для комутації електрообладнання; S – вимикач у

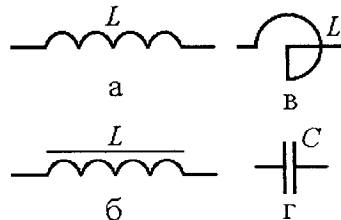


Рис. 1.6. Накопичувачі енергії

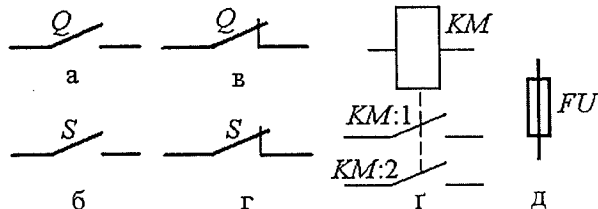


Рис. 1.7. Електричні апарати

слабкострумівих колах управління, контролю та ін. (показано розімкнений і замкнений стани вимикачів);

г) електромагнітний контактор (складається із силової струмової котушки електромагніта KM і контактів $KM:1$ і $KM:2$, що приводяться до руху);

д) плавкий запобіжник.

7. **Електровимірювальні прилади** (рис.1.8) – слугують для вимірювання електричних та неелектричних величин. Вони розподіляються на вимірювачі: струму – амперметри A , напруги – вольтметри V , частоти – частотоміри Hz , активної потужності – ваттметри W , зсуву фаз – фазометри ϕ , електроенергії – лічильники кіловатт-годин kWh , опору – омметри Ω та ін.

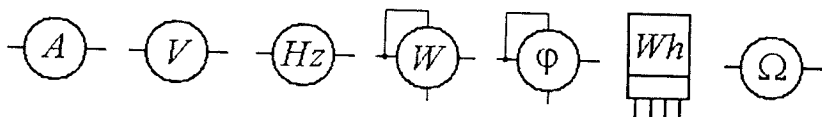


Рис. 1.8. Електровимірювальні прилади

1.2. Поняття про електричні схеми

При вивченні і практичному застосуванні електричних кіл використовують їхнє графічне зображення – *схеми*. При цьому застосовуються умовні графічні і символічні позначення різних об'єктів, елементів, ліній зв'язку тощо, що обумовлені державними і міжнародними стандартами як за формою, так і за розмірами (приклади – на рис. 1.2–1.8).

Є ціла низка різних видів схем. Одною з основних є *принципова електрична схема*, яка містить повний склад елементів виробу або електротехнічної системи, показує всі зв'язки між елементами і дає уявлення про принцип роботи виробу або системи в цілому.

Є й інші, простіші схеми, наприклад, структурна, функціональна, з'єднань (монтажна), підключення, розташування тощо.

При вивченні процесів в електричних колах і електротехнічних пристроях, а також при їхніх розрахунках використовують *електричні схеми заміщення*. У цих схемах кожний реальний елемент або пристрій уявляється у вигляді одного або сукупності ідеальних елементів – математичних моделей. Кожний *ідеальний елемент* заміщує яке-небудь одне явище або властивість реального об'єкта.

Ідеальних елементів усього декілька. Тому, розуміючи суть ідеальних елементів і володіючи розрахунковими співвідношеннями електричних і енергетичних величин для них, можна розрахувати практично всі реальні пристрої на основі обмеженої кількості математичних формул.

Ідеальні елементи — абстрактні поняття, тому їх не слід плутати із реальними об'єктами (наприклад, із того набору, який подано на рис. 1.2–1.8).

1.3. Ідеальні елементи електричних схем заміщення

1. Ідеальне джерело ЕРС (рис. 1.9, а, б) відображає здатність реального об'єкта створювати різницю потенціалів на своїх вихідних полюсах (затискачах) і підтримувати струм у замкненому електричному колі. Міра — ЕРС E , вимірюється у вольтах (В).

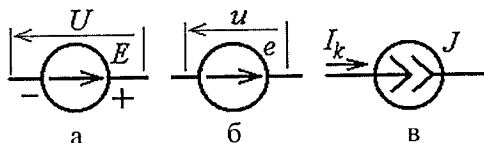


Рис. 1.9. Ідеальні джерела

Напруга на затискачах ідеального джерела не залежить від режиму роботи об'єктів, що підключаються, та сили струму, який протікає, і відповідає ЕРС цього джерела, тобто при постійній ЕРС або при змінній ЕРС відповідно маємо:

$$U = E; u = e \quad (1.2)$$

(на рис. 1.9, а, б вказана полярність і напрямки величин).

2. Ідеальне джерело струму (рис. 1.9, в) — зміст поняття той самий, що і для попереднього, тобто відображає здатність реального об'єкта створювати різницю потенціалів на своїх вихідних полюсах і підтримувати струм у замкненому електричному колі, але тепер у всіх режимах зберігається незмінною сила струму I_k , що протікає через джерело.

3. Ідеальний резистивний елемент (рис. 1.10, а) відображає здатність реального об'єкта перетворювати електричну енергію на інші види енергії безповоротно, наприклад, у тепло. Міра — опір R ,

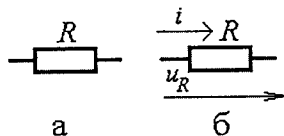


Рис. 1.10. Ідеальний резистивний елемент

вимірюється в омах (Ом) і вводиться як коефіцієнт пропорційності в законі Джоуля-Ленца, а саме:

$$W_T = RI^2t. \quad (1.3)$$

Приклади реальних об'єктів, що споживають електричну енергію безповоротно, є на рис.1.5,г-ж. Але це характерно практично для будь-якого провідника (рис.1.3). Співвідношення миттєвих значень напруги і струму на елементі з опором R (рис.1.10,б) у загальному випадку виражається законом Ома:

$$u_R = Ri; \quad (1.4)$$

у колах постійного струму (як частковий випадок попереднього):

$$U_R = RI. \quad (1.5)$$

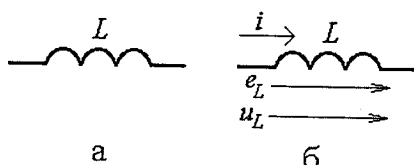


Рис. 1.11. Ідеальний індуктивний елемент

4. Ідеальний індуктивний елемент (рис. 1.11, а) відображає здатність реального об'єкта збуджувати магнітне поле в оточуючому просторі при проходженні по ньому (об'єкту) електричного струму.

Реальні об'єкти, які використовуються переважно для отримання (збудження) магнітного поля, зображено на рис.1.6,а-в, приклад простої котушки індуктивності з картиною її магнітного поля подано на рис.1.12, але вказаною здатністю володіє множина інших пристроїв та звичайних провідників (рис.1.3).

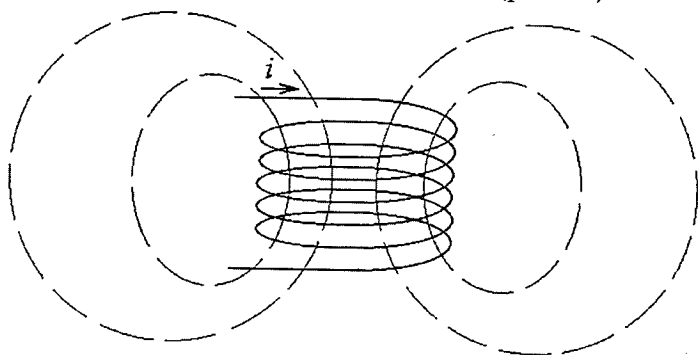


Рис. 1.12. Провідникова котушка зі струмом та її магнітне поле

Міра для ідеального індуктивного елемента – *індуктивність* L , що вимірюється в генрі [Гн]. Первісно індуктивність вводиться, якщо у сфері поширення магнітного поля відсутні феромагнітні

матеріали (немає феромагнітного осердя – рис.1.6,а,в). У такому випадку всі магнітні величини прямо пропорційні струму i котушки або іншого об'єкта.

Інтегральною величиною магнітного поля є магнітне потокозчеплення (одиниця вимірювання – вебер [Вб]). Наприклад, для котушки індуктивності (рис.1.12), яка має кількість витків w , магнітне потокозчеплення:

$$\Psi = \sum_{k=1}^w \Phi_k, \quad (1.6)$$

тобто дорівнює сумі магнітних потоків Φ_k , що пронизують окремі витки, причому ці потоки створені струмом i самої котушки.

У поданих умовах прямопропорційності для власного магнітного потокозчеплення Ψ можна записати:

$$\Psi = Li. \quad (1.7)$$

Таким чином, індуктивність L - це коефіцієнт пропорційності між Ψ та i .

Магнітна енергія, яка накопичується у магнітному полі, визначається відомою з курсу фізики формулою: $W_M = \frac{Li^2}{2}$.

Для практичної оцінки індуктивності є формула $L \sim w^2 S$, де S – площа поверхні, що охоплюється витками котушки.

Якщо феромагнітні матеріали присутні, то прямої пропорції (1.7) між Ψ та i немає, і коефіцієнт L має умовне призначення.

Співвідношення напруги і струму на ідеальному індуктивному елементі (рис. 1.11, б) утворюється наступним чином.

За законом електромагнітної індукції (В.9) ЕРС самоіндукції:

$$e_L = -\frac{d\Psi}{dt} \text{ або, на підставі (1.7), } e_L = -L\frac{di}{dt}. \quad (1.8)$$

Ця ЕРС створює напругу на індуктивному елементі, яка за прийнятими на рис. 1.11, б напрямками має вираз $u_L = -e_L$ або, враховуючи (1.8):

$$u_L = L\frac{di}{dt}. \quad (1.9)$$

У частковому випадку в колі постійного струму при $i=I$ маємо $u_L=0$. Тому в таких колах ідеальний індуктивний елемент може не враховуватися (ділянка кола з L діє як простий провідник).

5. Ідеальний ємнісний елемент (рис. 1.13, а) відображає здатність реального об'єкта накопичувати електричний заряд і

створювати в оточуючому просторі електричне поле.

Реальний об'єкт для накопичування електричних зарядів – це конденсатор (рис.1.6,г), проста модель якого подана на рис.1.14 – це дві провідникові пластини, розділені ізоляційним проміжком. Але накопичувати заряди можуть й інші провідникові об'єкти.

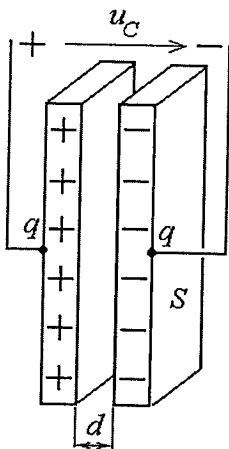


Рис. 1.14. Плоский конденсатор

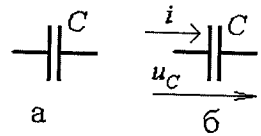


Рис. 1.13. Ідеальний ємнісний елемент

Встановлено, що електричний заряд q накопичується прямо пропорційно поданій напрузі u_C . Тому міра для ідеального ємнісного елемента – ємність C вводить як коефіцієнт пропорційності у формулі $q = Cu_C$. Вимірюється ємність C в фарадах [Ф].

Енергія, яка накопичується у електричному полі, визначається відомою з курсу фізики

$$\text{формулою: } W_E = \frac{Cu_C^2}{2}.$$

Для практичної оцінки ємності конденсатора (рис. 1.13) є формула $C \sim \frac{S}{d}$, де S і d – площа пластин і відстань між ними відповідно.

Оскільки сила струму $i = \frac{dq}{dt}$, то в ємнісному елементі, з урахуванням $q = Cu_C$:

$$i = C \frac{du_C}{dt}, \quad (1.10)$$

а із цього маємо загальне співвідношення напруги і струму на даному елементі (рис. 1.13, б):

$$u_C = \frac{1}{C} \int idt. \quad (1.11)$$

У частковому випадку в колі постійного струму всі напруги постійні й на ємнісному елементі $u_C = U_C$. Тоді похідна за часом (у формулі 1.10) від постійної напруги дорівнює нулю. Отже, і сила струму у вітці, яка містить ємнісний елемент, також дорівнює нулю: $i=0$. Тому в таких колах ідеальний ємнісний елемент може не враховуватися, а ділянка кола із цим елементом розглядається як розрив електричного кола.

На відміну від рис.1.10 і 1.11, де струм має безперервний шлях по ділянці електричного кола, на рис.1.13 і 1.14 виникає уявний парадокс: як електричні заряди, рухом яких створюється струм, долають ізоляційний проміжок d ? Відсутність парадоксу пояснимо за допомогою рис.1.15, де до пластин конденсатора підключено джерело ЕРС e .

У вихідному стані при напрузі $u_C=0$ конденсатор незаряджений і немає руху зарядів – струм відсутній. Якщо ЕРС e збільшується (рис.1.15,а), вона стає більшою за напругу u_C . Для встановлення рівноваги під дією ЕРС починається пересування електронів з лівої на праву пластину. На лівій збільшується залишок позитивних зарядів, на правій – накопичується все більше негативних зарядів: напруга u_C зростає слідом за ЕРС. Рухом цих зарядів і створюється струм i у колі, причому очевидно, що електрони не проходять через проміжок d . Якщо ЕРС e почне зменшуватися (рис.1.15,б), то напруга u_C стає більшою за ЕРС. Під дією напруги u_C електрони починають рух у зворотному напрямку: зліва залишок позитивних зарядів зменшується, як і кількість зайвих електронів з правого боку. Напруга u_C зменшується слідом за ЕРС і це супроводжується виникненням струму i у колі – в іншому напрямку порівняно з рис.1.15,а.

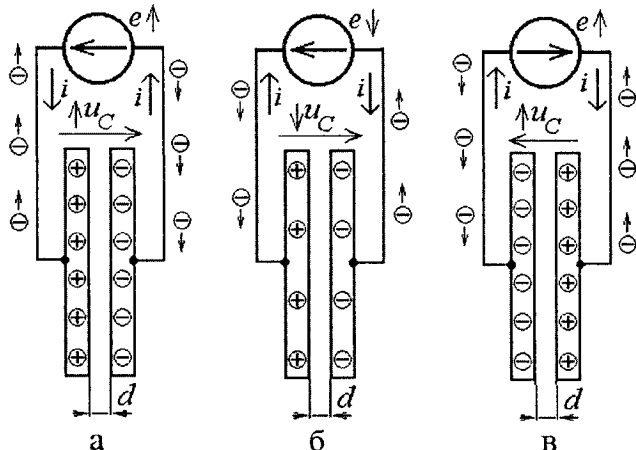


Рис. 1.15. Виникнення струму на ділянці електричного кола з конденсатором

У колах змінного струму ЕРС змінюється безперервно та ще змінює свій напрямок. Так, якщо порівняти рис.1.15,а і рис.1.15,в,

де вказано протилежні напрямки ЕРС e , а її значення збільшуються, то можна дійти наступного висновку. Під дією змінної ЕРС, а отже й аналогічної напруги, виникає безперервний рух електронів то в один бік, то в інший – пластини конденсатора перезаряджаються. Таким чином, у електричному колі безперервно підтримується змінний струм i , хоча заряди через ізоляційний проміжок і не проходять.

6. Взаємна індукція та коефіцієнт взаємної індуктивності (рис.1.16). У даному випадку вводиться не новий ідеальний елемент, а подається *явище взаємної індукції*, яке існує поряд з явищем самоіндукції (1.8) і є спорідненим до нього.

Струм i_1 проходить по котушці з кількістю витків w_1 (рис.1.17) і збуджує магнітне поле, яке у цілому характеризується магнітним потоком $\Phi_{1,1}$ – це власний потік цієї котушки: він у підсумку створює у неї ЕРС самоіндукції за формулами (1.7) та (1.8).

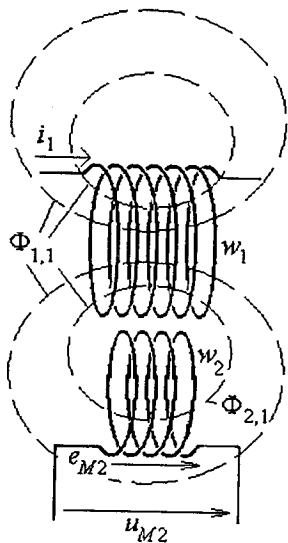


Рис.1.17. Магнітнозв'язані котушки

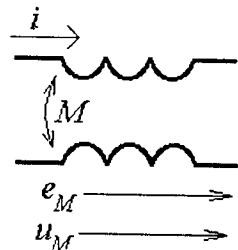


Рис.1.16. Магнітний зв'язок ідеальних індуктивних елементів

Частка $\Phi_{2,1}$ потоку $\Phi_{1,1}$ пронизує котушку з кількістю витків w_2 . Для цієї котушки за аналогією з (1.6) можна визначити магнітне потокозчеплення:

$$\Psi_{2,1} = \sum_{k=1}^{w_2} \Phi_{2,1,k}, \quad (1.12)$$

яке у даному випадку називається *взаємним* (створено у котушці 2 струмом котушки 1).

У неферромагнітному середовищі, як і раніше (1.7), має місце лінійна залежність між i_1 та $\Psi_{2,1}$:

$$\Psi_{2,1} = M_{2,1} i_1, \quad (1.13)$$

де введено коефіцієнт пропорційності $M_{2,1}$, який назвали *коефіцієнтом взаємної індуктивності*.

При змінному струмі i_1 таке ж і взаємне магнітне потокозчеплення. Тоді за

законом електромагнітної індукції (В.9) у котушці 2 створюється

ЕРС взаємоіндукції $e_{M2} = -\frac{d\Psi_{2,1}}{dt}$, а на підставі (1.13):

$$e_{M2} = -M_{2,1} \frac{di_1}{dt}. \quad (1.14)$$

Ця ЕРС створює напругу на індуктивному елементі, яка за прийнятими на рис.1.17 напрямками має вираз: $u_{M2} = -e_{M2}$, або, враховуючи (1.14):

$$u_{M2} = M_{2,1} \frac{di_1}{dt}. \quad (1.15)$$

Ролі котушок на рис.1.17 можна поміняти, якщо по другій з них пропустити струм i_2 . Тоді повториться низка формул (1.12)-(1.15), але з відповідною зміною індексів:

$$\Psi_{1,2} = \sum_{k=1}^{n_1} \Phi_{1,2,k}; \quad \Psi_{1,2} = M_{1,2} i_2; \quad e_{M1} = -M_{1,2} \frac{di_2}{dt}; \quad u_{M1} = M_{1,2} \frac{di_2}{dt}. \quad (1.16)$$

Теоретично доведено і практично підтверджено, що для двох магнітнозв'язаних об'єктів $M_{2,1} = M_{1,2}$. Тому у загальному випадку для спрощень приймають позначення *коефіцієнта взаємної індуктивності* M :

$$M = M_{2,1} = M_{1,2}, \quad (1.17)$$

а в електричних схемах заміщення наявність магнітного зв'язку позначають, як на рис.1.16. Звичайно, що основою цього позначення є наявність двох ідеальних індуктивних елементів, тому що при наявності *взаємної індуктивності* двох електричних об'єктів кожний з них має ще і власну індуктивність (1.7).

Відносний рівень магнітного зв'язку елементів з власними індуктивностями L_1 та L_2 подається *коефіцієнтом магнітного зв'язку*:

$$k_M = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}, \quad (1.18)$$

який не може перевищувати 1.

1.4. Параметри реальних об'єктів та приклади електричних схем заміщення

У електричній схемі заміщення будь-якого реального джерела електроенергії має бути ідеальне джерело ЕРС або струму, але не тільки вони, тому що при проходженні через них струму

виділяється тепло та створюється магнітне поле. Взагалі, будь-який провідник при проходженні через нього струму може виділяти тепло і створювати магнітне поле, а також накопичувати електричний заряд, тому в електричній схемі заміщення можуть бути, в принципі, ідеальні резистивний, індуктивний та ємнісний елементи. Що конкретно залишити або ні, у кожному випадку залежить від кількісного співвідношення параметрів ідеальних елементів та впливу цих параметрів на загальні процеси у даному електричному колі.

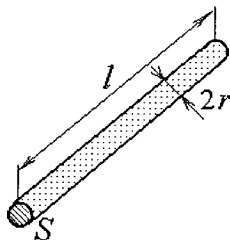


Рис. 1.18. Провідник

Відомо, що опір провідника (рис.1.18) довжиною l і з площею поперечного перерізу S визначається за формулою:

$$R = \rho \frac{l}{S}. \quad (1.19)$$

Питомий електричний опір ρ залежить від температури T :

$$\rho = \rho_0 [1 - \alpha_\rho (T - T_0)], \quad (1.20)$$

де ρ_0 – його значення за базової температури T_0 ; α_ρ – температурний коефіцієнт питомого опору, дійсний для визначеного інтервалу температури.

Так, при $T_0 = 20^\circ\text{C}$ ρ_0 має значення [Ом·м]: $1,72 \cdot 10^{-8}$ – для технічної міді; $2,8 \cdot 10^{-8}$ – для алюмінію; $(9..11) \cdot 10^{-8}$ – для заліза; $(12,5..14,6) \cdot 10^{-8}$ – для сталі. В інтервалі $(0..150^\circ\text{C})$ α_ρ для міді складає $0,0043^\circ\text{C}^{-1}$, для алюмінію: $0,004^\circ\text{C}^{-1}$.

Для того ж поодинокого прямолінійного дроту (рис.1.18) кінцевої довжини l і круглого перерізу радіусом r індуктивність [Гн] у неферромагнітному середовищі:

$$L = 2 \cdot 10^{-7} l \left(\ln \frac{2l}{r} - 0,75 \right). \quad (1.21)$$

Ємність [Ф] цього ж дроту у середовищі з відносною діелектричною проникністю ϵ_r :

$$C = \frac{\epsilon_r \cdot 10^{-9} l}{18 \left[\ln \frac{l}{r} - 0,307 - 0,1775 / \ln \frac{l}{r} - 0,552 / \left(\ln \frac{l}{r} \right)^2 \right]}. \quad (1.22)$$

Низка реальних об'єктів створюються з переважним проявом одного з явищ, розглянутих у підрозділі 1.3. Наведемо поширені приклади цього.

Резистори призначені для проведення струму зі створенням йому обмежувального опору шляхом перетворення електричної енергії на теплову. Ці елементи можуть бути дрововими або напівпровідниковими. Перші виготовляються з провідника, матеріал якого має підвищений питомий електричний опір, наприклад, з манганіну (сплав Cu-85%, Mn-12%, Ni-3%) $\rho_0 = (40..52) \cdot 10^{-8}$ Ом·м; з константану (Cu-57.60%, Mn-1.2%, Ni+Co-39.41%) – $\rho_0 = 44 \cdot 10^{-8}$ Ом·м; з ніхрому (сплав Cr-20%, Ni-80%) – $\rho_0 = (102..112) \cdot 10^{-8}$ Ом·м (все при $T_0 = 20^\circ\text{C}$). Причому ці матеріали мають відносно малі значення α_ρ , наприклад: $(-2..+25) \cdot 10^{-6}$ – манганін; $(-2..+6) \cdot 10^{-5}$ – константан.

Другі виконуються з кристалів або плівки напівпровідників: їхній питомий опір займає дуже широкий інтервал від 10^{-5} до 10^8 Ом·м. Типовими представниками напівпровідників є кремній, германій, арсенід галію, телур.

Головною властивістю електричних котушок є створення магнітного поля. Тому основний їхній параметр – індуктивність. Для прикладу наведемо формули індуктивності [Гн] поширених варіантів котушок (розміри в [м]):

- для багат шарової котушки (рис.1.19) відома наближена формула:

$$L = \frac{0,32 \cdot 10^{-4} r^2 w^2}{6r + 9l + 10d}, \quad (1.23)$$

Рис. 1.19. Багат шарова котушка

- для тороїдної котушки з неферромагнітним осердям прямокутного перерізу (рис.1.20):

$$L = 2 \cdot 10^{-7} w^2 h \ln(r_2 / r_1). \quad (1.24)$$

Для накопичування електричних зарядів призначені електричні конденсатори. Їхнім простішим варіантом є плоский конденсатор з двох пластин (рис.1.14). Ємність плоского конденсатора, який складається з n пластин, визначається за формулою:

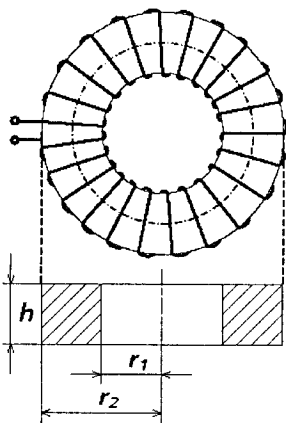


Рис. 1.20. Тороїдна котушка

$$C = (n-1)\epsilon_r \epsilon_0 \frac{S}{d}, \quad (1.25)$$

де ϵ_r, ϵ_0 відповідають позначенням в формулі (В.15); S, d - площа пластин та проміжок між ними. Для компактних електричних конденсаторів поширена будова з листів металевої фольги, які розділені шарами ізоляції і згорнуті у рулончики.

Приклади електричних схем заміщення низки реальних об'єктів подано на рис.1.21.

Резистор і лампа розжарювання (рис.1.21,*а*), конденсатор (рис.1.21,*б*), котушка індуктивності (рис.1.21,*в*) і джерела електроенергії постійного струму (рис.1.21,*г*) заміщуються так, як це показано на рис.1.21, *а, б, в, г*, відповідно. Це найбільш поширені, але не вичерпні варіанти схем заміщення поданих об'єктів. Так, наприклад, конденсатор C (рис.1.21,*б*) при використанні в колі змінного струму низької частоти подається одним ідеальним ємнісним елементом C , а при високих частотах може бути використана сукупність ємнісного C і резистивного R ідеальних елементів. Крім того, одні і ті ж об'єкти по-різному заміщуються в залежності від того, в яких електричних колах вони знаходяться — постійного або змінного струму.

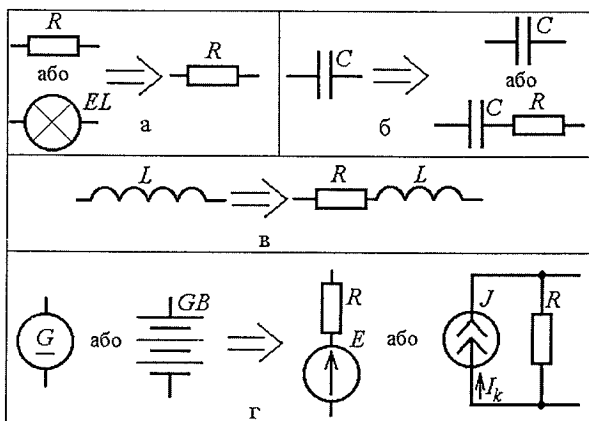


Рис. 1.21. Приклади схем заміщення реальних об'єктів

У кожному конкретному випадку при виборі визначеного набору ідеальних елементів ураховуються реальні фізичні процеси, що відбуваються в реальному електротехнічному пристрої або об'єкті, для якого складається схема заміщення. Ці процеси якраз і названо при розгляді ідеальних елементів таких схем.

Конкретний приклад принципової електричної схеми подано на рис. 1.22. Тут до генератора змінного струму G підключені чотири приймачі електроенергії: електропіч EK , котушка індуктивності L і з'єднані послідовно конденсатор C і резистор R . Лінію передачі забезпечено двома плавкими запобіжниками $FU1$, $FU2$ і вимикачем Q .

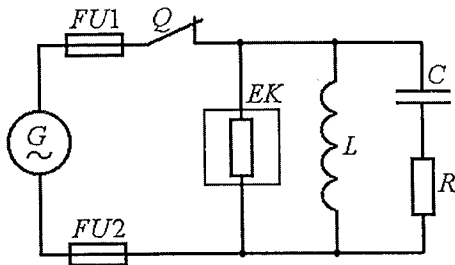


Рис. 1.22. Принципова електрична схема кола змінного струму

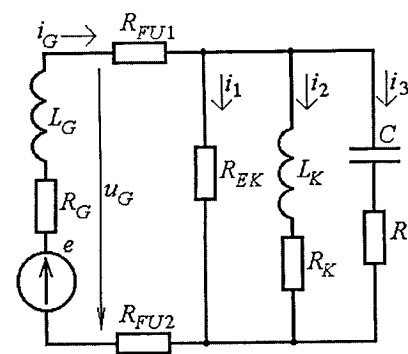


Рис. 1.23. Електрична схема заміщення кола змінного струму

Електрична схема заміщення електричного кола за рис. 1.22 подана на рис. 1.23. Тут генератор заміщується трьома ідеальними елементами: джерелом ЕРС e , резистивним елементом з опором R_G , індуктивним елементом з індуктивністю L_G . Запобіжники, електропіч і резистор подано ідеальними резистивними елементами з опороми R_{FU1} , R_{FU2} , R_{EK} та R , відповідно. Котушка індуктивності зображена ідеальним резистивним елементом з опором R_K й ідеальним індуктивним елементом з індуктивністю L_K . Конденсатор заміщується одним ідеальним ємнісним елементом з ємністю C .

На рис. 1.23 позначено прийняті умовні позитивні напрямки ЕРС джерела e , напруги u_G на затискачах реального джерела, струм джерела i_G , а також струми приймачів у трьох паралельно з'єднаних вітках: i_1 , i_2 та i_3 .

На рис. 1.24 зображена принципова електрична схема практично

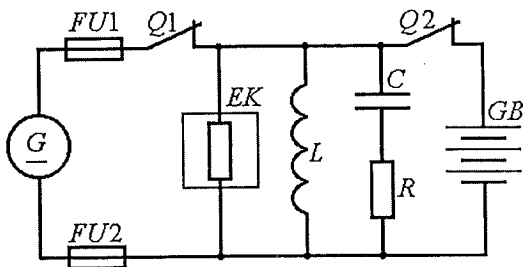


Рис. 1.24. Принципова електрична схема кола постійного струму

того ж електричного кола, що й на рис. 1.22, але тепер використовується генератор G постійного струму. Крім того, в коло через вимикач $Q2$ включено акумулятор (батарею гальванічних елементів GB).

Через перехід на постійний струм електрична схема заміщення зазнає суттєвих змін (рис. 1.25). Тут є тільки ідеальні джерела ЕРС

для генератора E_G і акумулятора E_{GB} та ідеальні резистивні елементи (до тих, що були на рис. 1.23, додано елемент з внутрішнім опором акумулятора R_{GB}). Через те, що при постійному струмі конденсатор подається як розрив кола, зникла вітка з ним і резистором R .

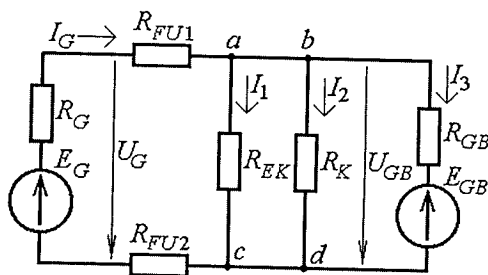


Рис. 1.25. Електрична схема заміщення кола постійного струму

На рис. 1.25 показано позитивні напрямки ЕРС, напруги і струму джерела, а також струми інших віток. Якщо струм у вітці, яка замінила акумулятор, спрямований проти ЕРС, то акумулятор заряджається, тобто в цьому випадку він є приймачем електроенергії.

1.5. Визначення параметрів схем заміщення приймача і джерела електричної енергії в колі постійного струму

На рис. 1.21, рис. 1.23 і рис. 1.25 апріорі подані електричні схеми заміщення реальних електротехнічних об'єктів. Розглянемо походження деяких із цих схем на прикладі приймача R_n і джерела електричної енергії постійного струму G , що зібрані в спільне електричне коло, принципова електрична схема якого показана на рис. 1.26.

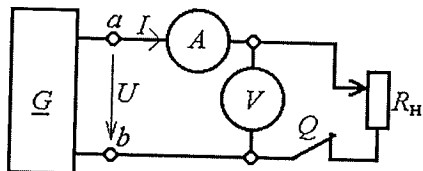


Рис. 1.26. Принципова електрична схема кола постійного струму з одним джерелом і одним приймачем

При постійному струмі в приймачах достатньо врахувати один процес — необоротне перетворення електричної енергії, наприклад, у теплову енергію,

що заміщується одним ідеальним резистивним елементом (див. рис. 1.21, *a*). Вимірявши на приймачі напругу U вольтметром V і силу струму I амперметром A , можна на основі закону Ома (1.5) визначити опір резистивного елемента:

$$R_n = \frac{U}{I}. \quad (1.26)$$

Для джерела електроенергії постійного струму необхідно врахувати два процеси: 1) здатність створювати різницю потенціалів на своїх вихідних затискачах і породжувати струм у замкненому електричному колі; 2) внутрішнє тепловиділення при проходженні струму через джерело. Відповідно, у схемах заміщення реального джерела присутні два ідеальні елементи (див. рис. 1.21, *z*). Визначення параметрів елементів цих схем полягає в наступному. За схемою на рис. 1.26 можна зняти вольтамперну характеристику (ВАХ) реального джерела G , що має вихідні затискачі ab . Тобто, змінюючи опір R_n навантажувального реостата і вимірюючи силу струму I та напругу U , отримуємо ВАХ — залежність $U(I)$, яка показана на рис. 1.27 пунктиром. Тут позначені дві крайні точки: при $I=0$ — це напруга холостого ходу U'_{xx} (XX — вимикач Q розімкнено); при $U=0$ — це струм короткого замикання I'_k (КЗ — $R_n=0$). При такій ВАХ джерело є нелінійним.

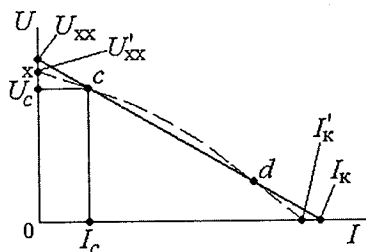


Рис. 1.27. ВАХ джерела постійного струму

Для спрощення розрахунків ВАХ ідеалізують і отримують лінійну залежність $U(I)$, яка проходить через деякі характерні точки c і d на реальній кривій. На цій ВАХ також позначені уявні точки холостого ходу (U_{xx} , $I=0$) і короткого замикання (I_k , $U=0$). Таке джерело з прямолінійною ВАХ є лінійним.

Для лінеаризованої ВАХ можна записати формулу:

$$U = U_{xx} - R_0 I, \quad (1.27)$$

де коефіцієнт R_0 визначається за відомими математичними правилами: $R_0 = \frac{U_{xx}}{I_k}$.

На цій основі, з використанням другого закону Кірхгофа (В.2.2), можна для кола за рис. 1.26 побудувати електричну схему

заміщення з послідовним з'єднанням елементів E і R_0 , яка показана на рис. 1.28, де схема заміщення реального джерела виділена пунктиром. Тут E – ідеальне джерело ЕРС, причому $E = U_{xx}$, R_0 – внутрішній опір джерела, який вже визначено. Тепер очевидно, що для визначення параметрів схеми заміщення достатньо провести два досліди: холостого ходу та короткого замикання (дослід КЗ – спеціальний, бо просте замикання затискачів ab – це звичайно аварійний режим).

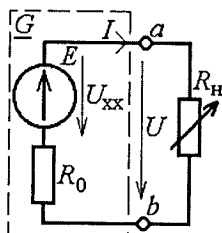


Рис. 1.28. Схема заміщення кола з ідеальним джерелом ЕРС

Стан кола за схемою заміщення вже можна описувати, використовуючи рівняння $U = E - R_0 I$, що відповідає другому закону Кірхгофа (1.27).

Існує ще й паралельна електрична схема заміщення (див. рис. 1.21, з). Щоб дійти до неї, для ідеалізованої ВАХ (див. рис. 1.27) запишемо формулу прямої лінії так:

$$I = I_k - g_0 U. \quad (1.28)$$

Ураховуючи 1-й закон Кірхгофа (В.2.2), на цій основі на рис. 1.29 будемо електричну схему заміщення, де J – ідеальне джерело струму, яке забезпечує незмінну силу струму I_k (він дорівнює струму КЗ); g_0 – внутрішня електрична провідність джерела, яка визначається так: $g_0 = \frac{I_k}{U_{xx}}$; $g_0 U$ – деякий уявний внутрішній струм джерела, що відвітвляється.

Якщо діапазон можливих навантажень реального джерела відповідає зміні його струму від 0 до значення I_c (див. рис. 1.27), то заміна реальної ВАХ однією прямою лінією, яка проходить через

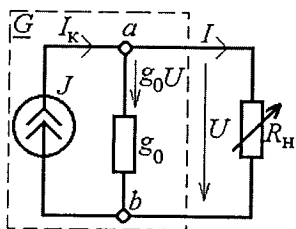


Рис. 1.29. Схема заміщення кола з ідеальним джерелом струму

точки c і d , буде в подальшому пов'язана зі значними похибками. Тому можна апроксимувати прямою лінією лише початкову ділянку ВАХ між точками x і c . У цьому випадку формула $U = E - R_0 I$ і схема заміщення на рис. 1.28 зберігають свою силу тільки в межах цієї ділянки, а параметри, що входять до формули, мають наступне визначення: $E = U'_{xx}$; $R_0 = \frac{(U'_{xx} - U_c)}{I_c}$.

1.6. Структурні поняття електричних кіл

Структурно електричні кола складаються з віток, утворених джерелами електричної енергії, споживачами (приймачами) і проводами для передачі енергії та іншими об'єктами (див. рис. 1.2-1.8). *Віткою* вважається та частина електричного кола, по якій проходить один і той же струм. Місця в колі, де сходяться три і більше вітки, називаються *вузлами*. Безперервний замкнений шлях по вітках електричного кола називається *контуром*.

Так, на рис. 1.25 є чотири вузла — a , b , c і d , хоча слід зауважити, що при розрахунках вузли a і b можна розглядати як єдиний вузол, так само, як і вузли c і d . Усе коло складається із чотирьох віток, по кожній із яких проходить свій струм: I_G , I_1 , I_2 і I_3 . У ньому можна провести шість різних контурів, наприклад, 1-й контур утворюється вітками з елементами E_G , R_G , R_{FU1} , R_{EK} і R_{FU2} , 2-й — E_G , R_G , R_{FU1} , R_K і R_{FU2} , 3-й — R_{EK} і R_K тощо.

З'єднання елементів, що входять до складу однієї вітки, називається *послідовним*. По цим елементам, відповідно, проходить один і той же струм. Наприклад, у колі на рис. 1.25 послідовно з'єднані елементи E_G , R_G , R_{FU1} , R_{FU2} , ще варіант послідовного з'єднання — це елементи E_{GB} і R_{GB} . З'єднання елементів або віток електричного кола, що знаходяться під однією і тією ж напругою, називається паралельним. Так, на рис. 1.25 елементи R_{EK} і R_K з'єднані паралельно один до одного і знаходяться під однією і тією ж напругою U_{GB} . У ширшому розумінні, якщо розглядати це електричне коло з позиції джерела E_G , то можна вважати паралельно з'єднаними всі три вітки зі струмами I_1 , I_2 і I_3 .

Відомі й інші типи з'єднання, наприклад, «трикутник» або «зірка», що буде розглянуто далі.

Залежно від способу з'єднання елементів електричні кола поділяються на *нерозгалужені* (рис. 1.28) і *розгалужені* (див. рис. 1.22-1.25). У нерозгалуженому колі всі елементи увімкнені послідовно. У розгалуженому колі ділянки кола з'єднуються паралельно, змішано, «трикутником» або «зіркою».

Залежно від кількості ідеальних джерел кола підрозділяються на кола з одним або декількома джерелами. У залежності від кількості і способу увімкнення джерел і приймачів розрізняють прості і складні кола. До простих належать нерозгалужені і розгалужені кола з одним джерелом живлення, до складних — розгалужені

кола з двома і більше ідеальними джерелами ЕРС, які вмикаються в різні вітки (див. рис. 1.25).

У схемі на рис. 1.25 реальне джерело електроенергії постійного струму подано із двома ідеальними елементами: ідеальним джерелом ЕРС E_G і внутрішнім опором R_G . Джерело віддає енергію, якщо напрямок струму і ЕРС в ньому збігаються. Напруга на затискачах реального джерела:

$$U_G = E_G - R_G I_G, \quad (1.29)$$

тобто $U_G < E_G$.

Споживачі електричної енергії є *активними*, якщо до їхнього складу входять джерела ЕРС, *зустрічні* по відношенню до струму (електродвигуни, акумулятори, які заряджаються тощо) і *пасивними* — реостати, лампи розжарювання тощо. Так, на рис. 1.26 активним є споживач, зображений елементами E_{GB} і R_{GB} (вони замінили акумулятор, що заряджається), пасивними є споживачі, що подані елементами R_{FU1} , R_{FU2} , R_{EK} і R_K .

Напруга на затискачах активного приймача (споживача) електроенергії постійного струму:

$$U_{GB} = E_{GB} + R_{GB} I_3, \quad (1.30)$$

тобто $U_{GB} > E_{GB}$.

Співвідношення напруги і струму на пасивних елементах підпорядковується закону Ома, наприклад, для елемента R_K :

$$U_{GB} = R_K I_2. \quad (1.31)$$

1.7. Закони Кірхгофа в електричних колах

У вступі Ви вже ознайомилися з цими законами, сформульованими для кіл постійного струму. Вони зберігають свою силу також і в колах змінного струму. Але в таких колах рівняння, складені за цими законами, зв'язують миттєві значення електричних величин. Тому наведемо відповідні формулювання законів Кірхгофа.

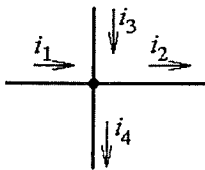


Рис. 1.30. Вузол електричного кола

Перший закон Кірхгофа.

Алгебраїчна сума миттєвих значень струмів віток, що сходяться у вузлі електричного кола, дорівнює нулю, тобто:

$$\sum_{k=1}^m i_k = 0, \quad (1.32)$$

де m — кількість віток, що сходяться у вузлі.

Конкретно, для прикладу на рис. 1.30 приймаємо за позитивні напрямки струмів до вузла, і тоді:

$$i_1 - i_2 + i_3 - i_4 = 0. \quad (1.33)$$

У колах постійного струму, як частковий випадок, маємо, відповідно:

$$\sum_{k=1}^m I_k = 0. \quad (1.34)$$

Другий закон Кірхгофа.

У замкненому контурі електричного кола алгебраїчна сума миттєвих значень напруги на всіх його ділянках дорівнює нулю, тобто:

$$\sum_{k=1}^n u_k = 0, \quad (1.35)$$

де n — кількість елементів у контурі.

Для контура, який показано на рис. 1.31, приймаємо напрямок обходу за годинниковою стрілкою і, з урахуванням зроблених позначень напруг і вказаних їхніх позитивних напрямків, отримуємо:

$$u_{R1} + u_{L1} - u_{C3} - u_{R3} + u_{R2} + u_{e2} + u_{L2} + u_{C4} - u_{e1} = 0. \quad (1.36)$$

Якщо для джерел замінити напруги на ЕРС на підставі (1.2), а саме: $u_{e1} = e_1$; $u_{e2} = e_2$, то отримуємо модифіковане рівняння (1.35): у замкненому контурі алгебраїчна сума миттєвих значень спадів напруги на пасивних елементах дорівнює алгебраїчній сумі миттєвих значень ЕРС джерел:

$$u_{R1} + u_{L1} - u_{C3} - u_{R3} + u_{R2} + u_{L2} + u_{C4} = e_1 - e_2. \quad (1.37)$$

У колах постійного струму зберігається те ж саме, тільки треба брати постійні напруги та постійні ЕРС, тобто, наприклад, у загальному випадку:

$$\sum_{k=1}^n U_k = 0 \quad \text{або} \quad \sum_{k=1}^{n_R} R_k I_k = \sum_{k=1}^{n_E} E_k. \quad (1.38)$$

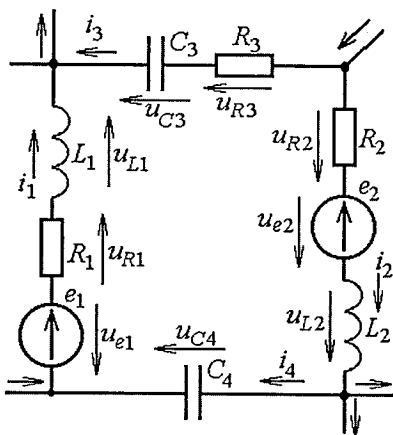


Рис. 1.31. Контур електричного кола

Наведемо приклади складання рівнянь за законами Кірхгофа для електричної схеми заміщення кола постійного струму за рис. 1.32, де перед тим як скласти рівняння, повинні бути вказані умовні позитивні напрямки струмів.

Для вузла a кола прийнемо позитивний напрямок до нього і тоді, за першим законом Кірхгофа, маємо:

$$I_1 - I_2 - I_3 = 0 \quad (1.39)$$

(струми, що спрямовані до вузла, приймають за позитивні, а струми, спрямовані від вузла, — за негативні).

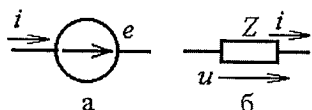
Для контурів I і II кола довільно обираємо вказані напрямки обходу і за другим законом Кірхгофа маємо:

$$R_{01}I_1 + R_1I_1 + I_3R_3 = E_1; \quad R_{02}I_2 + R_2I_2 - I_3R_3 = -E_2 \quad (1.40)$$

(позитивними записуються ЕРС E_k , які спрямовані за обходом контура, і спади напруги R_kI_k , коли напрямок струму I_k збігається із напрямком обходу, в інших випадках ставиться знак «-»).

1.8. Енергія і потужність в електричних колах

У загальному випадку, коли електричні величини є функціями часу, оперують з миттєвими потужностями:



для джерела ЕРС (рис. 1.33, а):

$$p_e = ei; \quad (1.41)$$

для приймача (рис. 1.33, б):

$$p_z = ui. \quad (1.42)$$

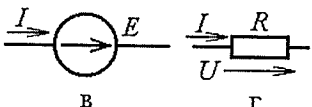


Рис. 1.33. Джерела та приймачі змінного і постійного струму

Енергія віддається до мережі, якщо в даний момент часу для джерела $p_e > 0$, а для приймача те ж саме, якщо $p_z < 0$. І навпаки — енергія забирається із мережі, якщо $p_e < 0$ або $p_z > 0$.

У загальному випадку електрична енергія за інтервал часу T :

$$W = \int_0^T p dt, \text{ Дж.} \quad (1.43)$$

У колах постійного струму (рис. 1.33, в, г) потужності є постійними:

$$P_E = EI; \quad P_R = UI = RI^2 \quad (1.44)$$

(одиниця вимірювання — ватт [Вт]). Тоді в цих колах енергія визначається простіше, а саме: $W = PT$, або для ідеального резистивного елемента:

$$W = RI^2T. \quad (1.45)$$

У колах змінного періодичного струму потужність прийнято оцінювати її середнім значенням за період зміни струму — ця величина називається *активною потужністю*, яка характеризує безповоротну витрату енергії:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p dt, \quad (1.46)$$

вона вимірюється в [Вт], T — період зміни струму.

У відповідності із законом збереження енергії у будь-якому електричному колі існує *баланс потужностей*: алгебраїчна сума потужностей джерел ЕРС дорівнює алгебраїчній сумі потужностей приймачів (причому до приймачів відносять і внутрішні опори реальних джерел електроенергії — фактично розділяють активні і пасивні елементи схеми заміщення електричного кола).

У загальному випадку розглядається баланс миттєвих потужностей:

$$\sum_{k=1}^n p_{ek} = \sum_{k=1}^m p_{zk} \quad \text{або} \quad \sum_{k=1}^n e_k i_k = \sum_{k=1}^m u_k i_k, \quad (1.47)$$

де n , m — кількості ЕРС джерел і приймачів у даному колі (добутки $e_k i_k$ на активних елементах записуються позитивними, якщо напрямки e_k і i_k збігаються, та негативними, якщо їхні напрямки протилежні, добутки $u_k i_k$ йдуть зі знаком «плюс», тому що на пасивних елементах напрямки u_k і i_k співпадають).

Для кіл постійного струму баланс складається за постійними потужностями: сума потужностей, що виробляються всіма джерелами (д) в даному колі, дорівнює сумі потужностей, що споживаються приймачами (п) в цьому ж колі:

$$\sum_{k=1}^n P_{\text{л},k} = \sum_{k=1}^m P_{\text{п},k}; \quad P_{\text{л}} = EI; \quad P_{\text{п}} = UI = RI^2. \quad (1.48)$$

Наприклад, для кола на рис. 1.32 маємо:

$$E_1 I_1 - E_2 I_2 = R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2 + R_3 I_3^2 + R_{01} I_1^2 + R_{02} I_2^2. \quad (1.49)$$

1.9. Діюче значення періодичного струму

В електричних колах змінного періодичного струму розрахунки і вимірювання прийнято виконувати в *діючих значеннях* електричних величин (вони позначаються як і постійні величини I, U, E , хоча тепер будуть мати інший зміст).

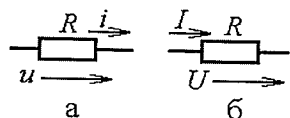


Рис. 1.34. Резистор зі змінним та постійним струмом

Діюче значення вводиться на прикладі струму наступним чином.

За рис. 1.34, а у резисторі при проходженні змінного струму миттєва потужність і теплова енергія, що витрачається, визначаються на основі (1.42), (1.4) і (1.43) так:

$$p = ui = Ri^2; \quad W_{T-} = \int_0^T p dt = \int_0^T Ri^2 dt. \quad (1.50)$$

За рис. 1.34, б те ж саме, але при проходженні постійного струму постійна потужність і теплова енергія, що витрачається, мають вирази:

$$P = RI^2; \quad W_{T-} = PT = RI^2T. \quad (1.51)$$

Діючим значенням змінного періодичного струму називається таке умовне значення постійного струму, який у тому ж самому об'єкті створить такий же тепловий ефект, як і змінний струм за один і той же час, який дорівнює періоду його (змінного струму) повторення T .

Тобто, зрівнюючи W_{T-} і W_{T-} , маємо:

$$RI^2T = \int_0^T i^2 R dt \quad \text{або} \quad RI^2T = R \int_0^T i^2 dt. \quad (1.52)$$

Звідси й отримуємо загальний вираз для діючого значення струму:

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}. \quad (1.53)$$

Математично — це середньоквадратичне значення струму за його період.

Для ЕРС і напруги формули аналогічні:

$$E = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T e^2 dt}; \quad U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt}. \quad (1.54)$$

Запитання для самоконтролю

1. Що називається електричним колом і з яких елементів воно може складатися?
2. Які електричні величини використовуються для опису стану електричних кіл та процесів у них?
3. На які види підрозділяються електричні кола в залежності від характеру часових функцій електричних величин?
4. Що таке схема електричного кола і які види схем ви знаєте?
5. Поясніть фізичний зміст ідеальних елементів схем заміщення електричних кіл і напишіть співвідношення електричних величин для цих елементів.
6. Як визначити параметри елементів схем заміщення приймача та джерела електричної енергії для кола постійного струму?
7. Що називається віткою, вузлом, контуром електричного кола?
8. Яке з'єднання елементів електричного кола називається послідовним, паралельним, змішаним?
9. Сформулюйте закони Кірхгофа для електричних кіл та наведіть приклади їхнього застосування.
10. Як визначається потужність для елементів електричних кіл постійного та змінного струмів і в чому виражається баланс потужностей?
11. Поясніть фізичний та математичний зміст діючих значень періодичних електричних величин.

2. ЕЛЕКТРИЧНІ КОЛА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

2.1. Загальні зауваження щодо розрахунків електричних кіл

Електричні кола постійного струму в чистому вигляді зустрічаються досить рідко. Проте на їхньому прикладі прийнято вивчати структурні поняття і методи розрахунку електричних кіл узагалі, тому що супутні цьому розрахунку вирази й обчислювальні процедури є значно простішими, ніж, наприклад, для електричних кіл синусоїдного струму. І для цього досить математичної підготовки на базі середньої школи.

Розрахунки електричних кіл проводять із використанням електричних схем заміщення. Розрахувати електричне коло — це означає, що за заданими параметрами споживачів і ЕРС джерел визначити струми у вітках: така задача називається *прямою*. Якщо за заданим струмом у якій-небудь вітці і за параметрами споживачів належить визначити ЕРС джерел, то це *зворотна* задача.

На початку розрахунку належить вказати напрямки струмів у вітках кола, орієнтуючись на вказані напрямки напруги або ЕРС джерела (чи джерел). Співвідношення позитивних напрямків величин у простішому електричному колі показано на рис. 2.1. Позитивний напрямок ЕРС джерела E вибирається від мінусового записача до плюсового. Позитивний напрямок напруги U_E на ідеальному джерелі ЕРС протилежний його напрямку E (див. рис. 1.9). Позитивний напрямок струму I у джерелі електричної енергії збігається із напрямком ЕРС. А у зовнішньому стосовно джерела колі струм спрямований від позитивного до негативного полюса. Аналогічно, тобто від більшого потенціалу до меншого, спрямовуються напруги.

Якщо з яких-небудь причин у складному електричному колі передбачити напрямок якогось струму не вдається, то напрямок можна взяти довільно. Остаточний напрямок струму визначається його

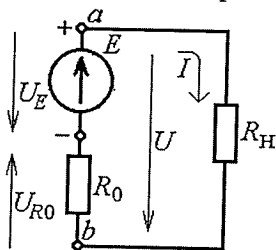


Рис. 2.1. Позитивні напрямки електричних величин

знаком, отриманий ним після розрахунку (при негативному значенні його напрямку протилежний раніше вибраному). Позитивний напрямок напруги на активних і пасивних споживачах збігається із напрямком струму (див. рис. 1.25). На рис. 2.1 вказані спади напруги на внутрішньому опорі реального джерела електроенергії — U_{R_0} , а також на пасивному споживачі електроенергії $R_H - U$, причому останній одночасно є напругою на затискачах ab реального джерела.

Співвідношення струмів, напруг і ЕРС в електричних колах визначається законом Ома і двома законами Кірхгофа.

На основі цих законів створено цілий ряд конкретних методів розрахунку електричних кіл. Доцільність застосування того чи іншого методу залежить від конкретного типу задачі, що розв'язується, та виду електричного кола, яке розглядається. Тут обмежимося поданням найбільш розповсюджених на практиці методів розрахунку електричних кіл, коротко описуючи їхню суть, а основний зміст розкриємо на конкретних прикладах.

Конкретний аналіз почнемо з розгляду простішого варіанта електричного кола постійного струму, що відповідає рис. 2.1. Тут одне джерело електроенергії живить один її приймач. Поряд із поданням основних розрахункових співвідношень, на основі такого досить простого варіанта розглянемо поняття режимів роботи джерела електроенергії і його характеристики. Ці поняття в багатьох випадках зберігають свій зміст і для інших джерел електроенергії.

2.2. Основні розрахункові співвідношення в одноконтурному колі постійного струму

На рис. 2.2 в електричній схемі заміщення реальне джерело зображене двома ідеальними елементами: джерелом постійної ЕРС E і внутрішнім опором R_0 . Резистивний елемент зі змінним опором R_H зображує регульовальне навантаження.

Основні розрахункові співвідношення в системі «джерело-споживач», яка утворює одноконтурне електричне коло:

- струм з урахуванням послідовного з'єднання R_0 і R_H та на основі закону Ома (В.2.1):

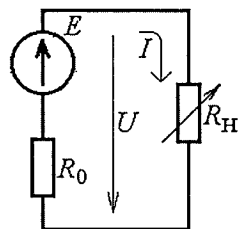


Рис. 2.2. Електрична схема заміщення одноконтурного кола

$$I = \frac{E}{R_0 + R_n}; \quad (2.1)$$

- напруга на вихідних затискачах джерела і на навантаженні, на підставі другого закону Кірхгофа (1.38):

$$U = E - R_0 I, \quad (2.2)$$

де $R_0 I$ — спад напруги всередині джерела;

та ж напруга, але з позиції приймача:

$$U = R_n I; \quad (2.3)$$

- потужність, яка виробляється джерелом:

$$P_1 = EI = \frac{E^2}{R_0 + R_n}; \quad (2.4)$$

- потужність, яка віддається навантаженню:

$$P_2 = UI = R_n I^2 = \frac{R_n E^2}{(R_0 + R_n)^2}; \quad (2.5)$$

- втрати потужності всередині джерела:

$$\Delta P = P_1 - P_2 = R_0 I^2; \quad (2.6)$$

- коефіцієнт корисної дії (ККД) джерела:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{R_n}{R_0 + R_n}. \quad (2.7)$$

2.3. Характеристики і режими роботи лінійного джерела електроенергії постійного струму

При змінному навантаженні роботу джерела (рис. 2.2) оцінюють за допомогою його характеристик. Під *характеристиками роботи джерела* розуміють деякі функції, що пов'язують величини, супутні його роботі. Звичайно прийнято брати як аргумент струм I і розглядати функції — характеристики $U(I)$, $P_1(I)$, $P_2(I)$, $\eta(I)$ (назви величин відповідають пп. 2.2). Зауважимо, що залежність $U(I)$ має власну назву: *зовнішня характеристика джерела*. Якщо вона прямолінійна, то джерело називається *лінійним*, відповідно, у схемі заміщення на рис. 2.2 значення E і R_0 є постійними. Характеристики джерела електроенергії отримують, змінюючи величину опору навантаження R_n від ∞ до 0.

Для виявлення вигляду цих функцій спочатку розглянемо конкретний числовий приклад, а потім отримаємо типові вирази і графіки цих функцій у відносних одиницях (в.о.).

Таблиця 2.1. Дані розрахунку характеристик джерела електроенергії постійного струму

$R_n, \text{Ом}$	∞	100	40	20	10	4	0
$I, \text{А}$	0	2	4	6	8	10	12
$U, \text{В}$	240	200	160	120	80	40	0
$P_1, \text{Вт}$	0	480	960	1440	1920	2400	2880
$P_2, \text{Вт}$	0	400	640	720	640	400	0
η	—	0,833	0,667	0,5	0,333	0,167	0

Розраховуючи характеристики джерела за схемою на рис. 2.2, задамо його ЕРС $E=240 \text{ В}$ і внутрішній опір $R_0=20 \text{ Ом}$. Задаючи також ряд значень опору навантаження R_n , проводимо розрахунки I, U, P_1, P_2 і η за формулами (2.1–2.5) і (2.7). Результати розрахунків зведемо до табл. 2.1 і за цими даними на рис. 2.3 побудуємо відповідні графіки, які і є згаданими вище характеристиками джерела $U(I), P_1(I), P_2(I), \eta(I)$.

Із безлічі точок на характеристиках виділяють кілька особливих точок за віссю струму I і у відповідності з цим для джерела встановлені наступні його *режими роботи*:

1. *Холостий хід, або неробочий режим (ХХ)* — режим, при якому навантаження вимкнене, тобто $R_n=\infty$, і тоді $I=0$; $U_{\text{хх}}=E$; $P_1=0$; $P_2=0$; η наближається до 1, але за суттю є невизначеною величиною, хоча реально вважається, що ККД дорівнює нулю.

2. *Коротке замикання (КЗ)* — затискачі джерела замкнуті накоротко, тобто $R_n=0$, і тоді $U=0$; $I_{\text{к}} = \frac{E}{R_0}$ (струм КЗ); $P_{1\text{max}} = \frac{E^2}{R_0}$; $P_2=0$; $\eta=0$ (струм I і потужність P_1 , що виробляється, тут є максимальними).

3. *Режим узгодженого навантаження (УН)* — у цьому режимі

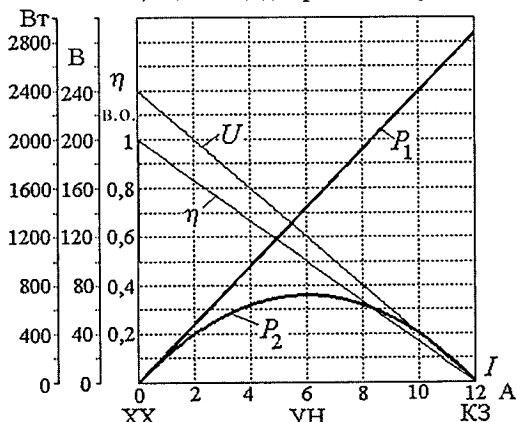


Рис. 2.3. Характеристики джерела електроенергії постійного струму

належить встановити такий опір R_n , щоб від даного джерела отримати максимально можливу потужність P_2 .

Використовуючи вираз (2.5) для визначення екстремуму, беремо похідну $\frac{dP_2}{dR_n} = 0$ і, розв'язуючи одержане рівняння, маємо умову узгодженого навантаження $R_n = R_0$. При цьому отримуємо такі співвідношення величин $I_y = \frac{E}{2R_0} = \frac{I_K}{2}$; $U_y = \frac{E}{2}$; $\frac{P_1}{P_{1\max}} = 0,5$; $\frac{P_2}{P_{1\max}} = 0,25$; $\eta = 0,5$.

4. *Номинальний режим* (НР — або «ном») — це режим найбільш ефективної роботи, що характеризується номінальними значеннями напруги $U_{\text{ном}}$ і струму $I_{\text{ном}}$, які встановлює розробник і виготовник конкретного джерела електроенергії.

На рис. 2.3 на осі струму вказані точки ХХ, УН і КЗ, які належать відповідним режимам. Точка НР не має фіксованої позиції і, в принципі, може знаходитися в будь-якому місці, в залежності від конкретних вимог до джерела. Однак найбільш типовим є положення точки НР між ХХ і УН, причому ближче до ХХ. При цьому виходять із потреби поєднання достатньо високих значень напруги і ККД. Якщо ж від даного джерела треба передати в навантаження максимально можливу потужність, то точка НР буде збігатися з точкою УН. При необхідності отримання граничних значень струму точка НР знаходитиметься біля точки КЗ.

У відповідності з вибраним номінальним режимом і встановлюють конкретні значення $U_{\text{ном}}$ і $I_{\text{ном}}$. За величиною $U_{\text{ном}}$ визначається необхідна структура електроізоляції джерела і ступінь його електробезпеки; за величиною $I_{\text{ном}}$ визначається припустимий рівень нагріву джерела його внутрішніми тепловиділеннями ΔP (2.6). Рівень нагріву також впливає на вибір типу електроізоляції й умов охолодження джерела. Слід зауважити, що величину $U_{\text{ном}}$, як правило, беруть рівною $U_{\text{хх}}$ або E , а не тому значенню U , що відповідає $I_{\text{ном}}$.

Графіки, що подані на рис. 2.3, характеризують роботу конкретного джерела. Щоб отримати узагальнені характеристики (див. рис. 2.4) для будь-якого джерела, виразимо розглянуті величини у відносних одиницях, прийнявши за базу для струму I струм КЗ $I_K = \frac{E}{R_0}$; для напруги U — ЕРС E ; для потужностей P_1 і P_2 —

максимальне значення потужності джерела $P_{1\max} = \frac{E^2}{R_0}$. З урахуванням цього отримуємо з (2.1–2.7) безрозмірну форму характеристик джерела таким чином:

$$U^* = \frac{U}{E} = 1 - \frac{R_0}{E} I = 1 - \frac{I}{I_k} = 1 - I^*; \quad (2.8)$$

$$P_1^* = \frac{P_1}{P_{1\max}} = \frac{R_0}{E} I = \frac{I}{I_k} = I^*; \quad (2.9)$$

$$P_2^* = \frac{P_2}{P_{1\max}} = \frac{(EI - R_0 I^2) R_0}{E^2} = \quad (2.10)$$

$$= \frac{I}{I_k} \left(1 - \frac{I}{I_k} \right) = I^* (1 - I^*);$$

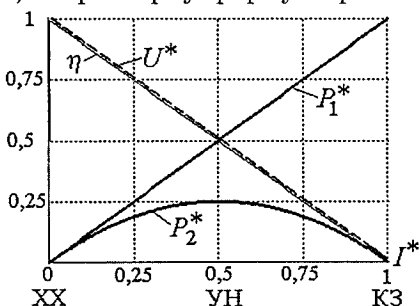


Рис. 2.4. Характеристики джерела електроенергії постійного струму у безрозмірній формі

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{UI}{EI} = \frac{U}{E} = \frac{E - R_0 I}{E} = 1 - \frac{R_0}{E} I = 1 - \frac{I}{I_k} = 1 - I^*. \quad (2.11)$$

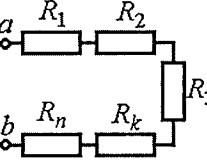

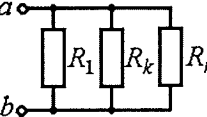
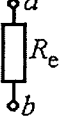
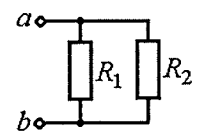
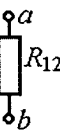
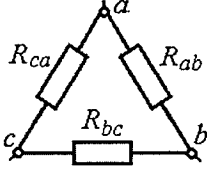
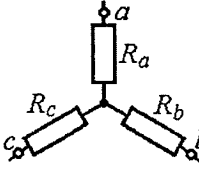
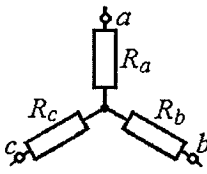
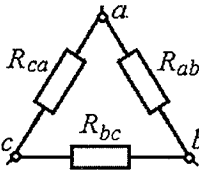
У виразах всіх функцій використовується відносно значення струму $I^* = \frac{I}{I_k}$. З урахуванням цього на рис. 2.4 побудовані в безрозмірній формі типові графіки чотирьох характеристик джерела електроенергії.

2.4. Метод еквівалентних перетворень

Розгалужені кола з одним джерелом ЕРС доцільно розраховувати *методом еквівалентних перетворень* (інша назва — *метод згортання*), який полягає в заміні ділянок кола еквівалентними опорами. У табл. 2.2 подано схеми ділянок кола, еквівалентні їм схеми і формули для визначення еквівалентних опорів. Перетворення електричного кола називається *еквівалентним*, якщо в його частинах, які не змінилися, напруги і струми зберігаються.

За допомогою еквівалентної заміни можуть спростуватися до одного елемента ділянки з послідовним або паралельним з'єднанням резистивних елементів. Можлива також заміна групи елементів, з'єднаних у «трикутник», групою елементів, з'єднаних у «зірку», і навпаки.

Таблиця 2.2. Варіанти еквівалентних перетворень в електричних колах

Тип з'єднання	Схема ділянки кола	Еквівалентна схема ділянки	Формули еквівалентних опорів
Послідовне			$R_e = \sum_{k=1}^n R_k$
Паралельне			$R_e = \frac{1}{\sum_{k=1}^n \frac{1}{R_k}}$
Паралельне (два резистивних елемента)			$R_{12} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$
Трикутник			$R_a = \frac{R_{ca} R_{ab}}{R_{ca} + R_{ab} + R_{bc}}$ $R_b = \frac{R_{ab} R_{bc}}{R_{ca} + R_{ab} + R_{bc}}$ $R_c = \frac{R_{bc} R_{ca}}{R_{ca} + R_{ab} + R_{bc}}$
Зірка			$R_{ab} = R_a + R_b + \frac{R_a R_b}{R_c}$ $R_{bc} = R_b + R_c + \frac{R_b R_c}{R_a}$ $R_{ca} = R_c + R_a + \frac{R_c R_a}{R_b}$

Таким чином, крок за кроком спростують схему кола і зрештою приводять її до одного еквівалентного опору R_e по відношенню до затискачів джерела живлення U або E (рис. 2.5). У такій ситуації струм джерела, який проходить і через еквівалентний елемент з опором R_e , знаходиться за законом Ома:

$$I = \frac{U}{R_e} \quad \text{або} \quad I = \frac{E}{R_e}. \quad (2.12)$$

Потім проводять зворотний рух по кроках перетворення схеми кола до вихідної. При цьому по черзі розраховують напруги на ділянках кола за відомими струмами і розподіл струмів у паралельних вітках за визначеними напругами на ділянках кола.

Приклади розрахунку методом еквівалентних перетворень.

Приклад 2.1. На рис. 2.6 подано електричну схему заміщення кола постійного струму. Вона має параметри: ЕРС джерела $E=75$ В, опори резистивних елементів $R_0=1$ Ом; $R_1=50$ Ом; $R_2=50$ Ом; $R_3=20$ Ом; $R_4=5$ Ом; $R_5=2$ Ом. Визначити струми у всіх вітках кола.

Розв'язання. Виходячи з заданого напрямку ЕРС джерела, вказуємо позитивні напрямки струмів у вітках кола. По елементах R_0 , E і R_5 проходить один і той же струм I_0 , тому тут додаткових позначень не треба.

Еквівалентні перетворення почнемо із заміни паралельно з'єднаних елементів R_1 і R_2 еквівалентним елементом з опором:

$$R_{12} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{50 \cdot 50}{50 + 50} = 25 \text{ Ом.}$$

У схемі, що утворилася (рис. 2.7, а), замінимо послідовно з'єднані R_{12} і R_4 еквівалентним:

$$R_{124} = R_{12} + R_4 = 25 + 5 = 30 \text{ Ом.}$$

Отримуємо схему за рис. 2.7, б, де на ділянці ac заміняємо паралельне з'єднання R_{124} і R_3 на:

$$R_{1234} = \frac{R_{124} R_3}{R_{124} + R_3} = \frac{30 \cdot 20}{30 + 20} = 12 \text{ Ом.}$$

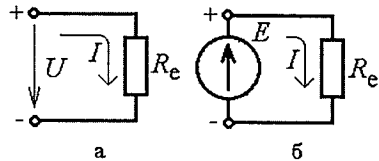


Рис. 2.5. Кінцеві схеми еквівалентних перетворень

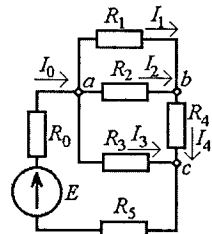


Рис. 2.6. Вихідна схема електричного кола

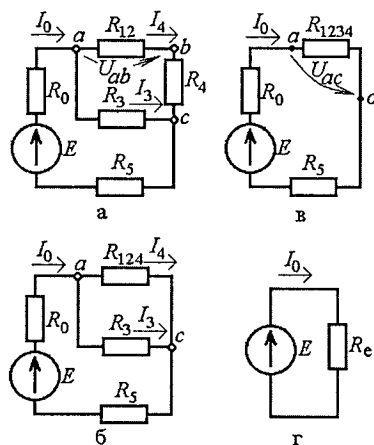


Рис. 2.7. Кроки еквівалентних перетворень

рух за схемами на рис. 2.7 і 2.6, знаходячи то напруги, то струми.

Конкретно, за рис. 2.7, в знаходимо спад напруги на ділянці ac :

$$U_{ac} = R_{1234} I_0 = 12 \cdot 5 = 60 \text{ В.}$$

Використовуючи цю напругу на тій же ділянці, але вже на рис. 2.7, б, визначаємо струми в паралельно з'єднаних вітках:

$$I_3 = \frac{U_{ac}}{R_3} = \frac{60}{20} = 3 \text{ А; } I_4 = \frac{U_{ac}}{R_{124}} = \frac{60}{30} = 2 \text{ А.}$$

Знаючи струм I_4 , вже за схемою на рис. 2.7, а визначаємо спад напруги на ділянці ab :

$$U_{ab} = R_{12} I_4 = 25 \cdot 2 = 50 \text{ В.}$$

У схемі за рис. 2.6 на ділянці ab діє така ж напруга, що дає можливість знайти струми:

$$I_1 = \frac{U_{ab}}{R_1} = \frac{50}{50} = 1 \text{ А; } I_2 = \frac{U_{ab}}{R_2} = \frac{50}{50} = 1 \text{ А.}$$

Приклад 2.2. На рис. 2.8, а зображена електрична схема заміщення кола постійного струму. Вона має параметри: ЕРС джерела $E=90$ В, опори резистивних елементів $R_0=2$ Ом; $R_1=20$ Ом; $R_2=10$ Ом; $R_3=20$ Ом; $R_4=22$ Ом; $R_5=16$ Ом. Визначити струми у всіх вітках кола.

Розв'язання. Виходячи із заданого напрямку ЕРС джерела, вказуємо позитивні напрямки струмів у вітках кола. Напрямки струмів I_0, I_1, I_2, I_4, I_5 визначаються однозначно, напрямком струму I_3 вказано довільно.

В отриманій схемі на рис. 2.7, в три елементи R_0, R_{1234}, R_5 з'єднані послідовно. Замінюємо їх еквівалентним опором:

$$R_e = R_0 + R_{1234} + R_5 = 1 + 12 + 2 = 15 \text{ Ом.}$$

В останній схемі з еквівалентним опором на рис. 2.7, г за законом Ома знаходимо струм джерела:

$$I_0 = \frac{E}{R_e} = \frac{90}{15} = 6 \text{ А.}$$

Щоб знайти решту струмів, позначимо їх у схемах на рис. 2.7, виходячи винятково з тих їхніх позначень і напрямків, які зроблені у вихідній схемі на рис. 2.6. Тепер почнемо зворотний

У заданій схемі немає послідовно або паралельно з'єднаних приймачів. Проте є два «трикутника» опорів: abc і bcd . Достатньо замінити на «зірку» один із них.

Конкретно, в схемі на рис. 2.8, а замінимо «трикутник» опорів abc на трипроменеву «зірку» abc і отримуємо схему на рис. 2.8, б.

Опори «зірки»:

$$R_a = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2 + R_3} = \frac{20 \cdot 10}{20 + 10 + 20} = 4 \text{ Ом};$$

$$R_b = \frac{R_2 R_3}{R_1 + R_2 + R_3} = \frac{10 \cdot 20}{20 + 10 + 20} = 4 \text{ Ом};$$

$$R_c = \frac{R_3 R_1}{R_1 + R_2 + R_3} = \frac{20 \cdot 20}{20 + 10 + 20} = 8 \text{ Ом}.$$

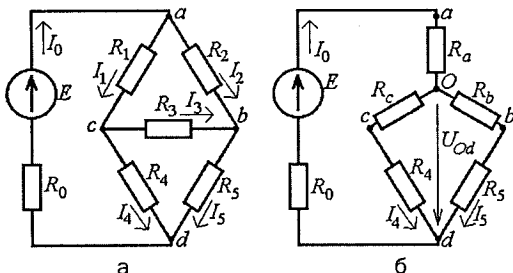


Рис. 2.8. Вихідна і еквівалентна схеми електричного кола з мостовим з'єднанням

У схемі на рис. 2.8, б позначимо три струми I_0 , I_4 і I_5 , що залишилися, і будемо їх тут визначати, продовжуючи еквівалентні перетворення.

Спочатку замінимо послідовно з'єднані опори:

$$R_{c4} = R_c + R_4 = 8 + 22 = 30 \text{ Ом}; \quad R_{b5} = R_b + R_5 = 4 + 16 = 20 \text{ Ом}.$$

Ці, щойно знайдені опори (рис. 2.9, а) з'єднані паралельно, тому визначимо еквівалентний опір ділянки кола Od таким чином:

$$R_{Od} = \frac{R_{c4} R_{b5}}{R_{c4} + R_{b5}} = \frac{30 \cdot 20}{30 + 20} = 12 \text{ Ом}.$$

У схемі, що утворилася, на рис. 2.9, б всі опори з'єднані послідовно. З урахуванням цього одразу визначимо струм джерела:

$$I_0 = \frac{E}{R_e} = \frac{E}{R_0 + R_a + R_{Od}} = \frac{90}{2 + 4 + 12} = 5 \text{ А}.$$

У схемі на рис. 2.9, б знайдемо спад напруги на ділянці Od :

$$U_{Od} = R_{Od} I_0 = 12 \cdot 5 = 60 \text{ В},$$

і з урахуванням цього в схемі на рис. 2.9, а знаходимо струми:

$$I_4 = \frac{U_{Od}}{R_{c4}} = \frac{60}{30} = 2 \text{ А}; \quad I_5 = \frac{U_{Od}}{R_{b5}} = \frac{60}{20} = 3 \text{ А}.$$

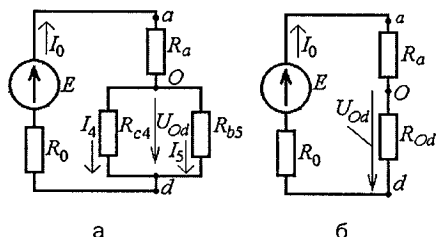


Рис. 2.9. Продовження еквівалентних перетворень

Зі знайденими трьома струмами I_0 , I_4 і I_5 повернемося до вихідної схеми на рис. 2.8, а і тут продовжимо визначення решти струмів.

Для контура $cbdc$ складемо рівняння за другим законом Кірхгофа, обходячи контур за напрямком руху стрілок годинника:

$$I_3 R_3 + I_5 R_5 - I_4 R_4 = 0.$$

Звідси знаходимо струм $I_3 = \frac{R_4 I_4 - R_5 I_5}{R_3} = \frac{22 \cdot 2 - 16 \cdot 3}{20} = -0,2$ А (значення негативне, тому струм спрямований проти позначеного на рис. 2.8, а).

За першим законом Кірхгофа складемо рівняння для вузлів b і c :

$$I_2 + I_3 - I_5 = 0; \quad I_1 - I_3 - I_4 = 0.$$

Із цих рівнянь знаходимо інші невідомі струми:

$$I_2 = I_5 - I_3 = 3 - (-0,2) = 3,2 \text{ А}; \quad I_1 = I_4 + I_3 = 2 - 0,2 = 1,8 \text{ А}.$$

Перевірку розв'язання виконуємо, використовуючи баланс потужності:

$$EI_0 = R_0 I_0^2 + R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2 + R_3 I_3^2 + R_4 I_4^2 + R_5 I_5^2;$$

$$90 \cdot 5 = 2 \cdot 5^2 + 20 \cdot 1,8^2 + 10 \cdot 3,2^2 + 20 \cdot (-0,2)^2 + 22 \cdot 2^2 + 16 \cdot 3^2;$$

$$450 = 50 + 64,8 + 102,4 + 0,8 + 88 + 144.$$

Отже, баланс потужності повністю збігається: $450 \text{ Вт} = 450 \text{ Вт}$.

2.5. Метод безпосереднього застосування законів Кірхгофа

Цей метод застосовується в тому випадку, якщо в електричному колі є два і більше джерел електроенергії, які розташовані в різних його вітках. Метод безпосереднього застосування законів Кірхгофа не можна віднести до найбільш ефективних методів, тому що він потребує, у порівнянні з іншими методами, більшого обсягу розрахункової роботи. Проте цей метод не потребує спеціальної підготовки: достатньо знання законів Кірхгофа, хоча ще потрібно вміти розв'язувати системи алгебраїчних рівнянь.

Процес розв'язання задачі розрахунку електричного кола цим методом полягає в наступному.

Для даного кола визначають (рис. 2.10) кількості вузлів n і віток m . Напрямами струмів у вітках задаються довільними. Для відповідної кількості вузлів кола складають $(n-1)$ рівняння за першим законом Кірхгофа. Останні $[m-(n-1)]$ рівнянь складають за другим законом Кірхгофа для будь-яких контурів, але кожний наступний контур повинен захоплювати хоча б одну нову вітку, яка ще не входить до попередніх контурів (у результаті повинні бути задіяні всі вітки кола). Напрямок обходу кожного контура обирають довільно.

Так, наприклад, для кола за рис. 2.10 повинні бути задані вихідні дані: $E_1, E_2, E_3, R_{01}, R_{02}, R_{03}, R_1, R_2, R_3$. У цьому колі кількість вузлів $n=2$, кількість віток i , відповідно, кількість невідомих струмів $m=3$.

За першим законом Кірхгофа для вузла a маємо $I_1 + I_2 - I_3 = 0$.

За другим законом Кірхгофа для I і II контурів:

$$\begin{aligned} (R_1 + R_{01})I_1 + (R_3 + R_{03})I_3 &= E_1 - E_3; \\ -(R_2 + R_{02})I_2 - (R_3 + R_{03})I_3 &= E_3 - E_2. \end{aligned}$$

Необхідно підставити в систему числові значення ЕРС і опорів та розв'язати цю алгебраїчну систему рівнянь яким-небудь відомим математичним методом. У результаті будуть знайдені струми у вітках електричного кола, що розглядається.

Приклад 2.3. На рис. 2.11 подано електричну схему заміщення кола постійного струму. Вона має параметри: ЕРС джерел $E_1=22$ В; $E_2=26$ В; опори резистивних елементів $R_0=0,5$ Ом; $R_1=0,5$ Ом; $R_2=0,4$ Ом; $R_3=0,5$ Ом; $R_4=7,5$ Ом. Визначити струми у всіх вітках кола.

Розв'язання. Орієнтуючись на задані напрямки ЕРС джерел, покажемо позитивні напрямки струмів у вітках кола, хоча впевненості в тому, що це дійсні напрямки струмів, немає.

Для вузла a складаємо рівняння за першим законом Кірхгофа (позитивний напрямок струмів — до вузла); для вказаних двох

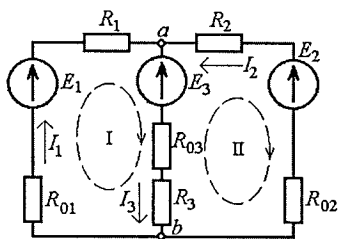


Рис. 2.10. Схема заміщення двоконтурного електричного кола

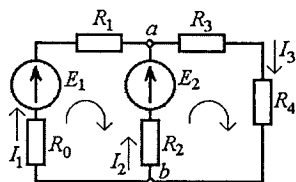


Рис. 2.11. Електрична схема заміщення до прикладу 2.3

контурів — за другим законом Кірхгофа, дотримуючись позначених напрямків їхнього обходу. Таким чином, отримуємо систему алгебраїчних рівнянь:

$$I_1 + I_2 - I_3 = 0; (R_0 + R_1)I_1 - R_2I_2 = E_1 - E_2; R_2I_2 + (R_3 + R_4)I_3 = E_2.$$

Після підстановки числових значень маємо систему:

$$I_1 + I_2 - I_3 = 0; I_1 - 0,4I_2 = -4; 0,4I_2 + 8I_3 = 26.$$

У цьому випадку найпростіший шлях розв'язання системи рівнянь такий. Із другого і третього рівнянь виражаємо струми:

$$I_1 = 0,4I_2 - 4; I_3 = \frac{26 - 0,4I_2}{8}.$$

Підставивши їх до першого рівняння отримуємо:

$$0,4I_2 - 4 + I_2 - \frac{26 - 0,4I_2}{8} = 0 \text{ або } 3,2I_2 + 8I_2 + 0,4I_2 = 32 + 26.$$

Після елементарних перетворень маємо значення струму:

$$I_2 = 5 \text{ А.}$$

Підставляючи цей результат у формули інших струмів, маємо:

$$I_1 = 0,4I_2 - 4 = 0,4 \cdot 5 - 4 = -2 \text{ А; } I_3 = \frac{26 - 0,4I_2}{8} = \frac{26 - 0,4 \cdot 5}{8} = 3 \text{ А.}$$

Перевірку розв'язання виконуємо, використовуючи баланс потужності:

$$E_1I_1 + E_2I_2 = (R_0 + R_1)I_1^2 + R_2I_2^2 + (R_3 + R_4)I_3^2;$$

$$22 \cdot (-2) + 26 \cdot 5 = (0,5 + 0,5) \cdot (-2)^2 + 0,4 \cdot 5^2 + (0,5 + 7,5) \cdot 3^2;$$

$$-44 + 130 = 4 + 10 + 72.$$

Таким чином, баланс потужності повністю збігається: 86 Вт = 86 Вт.

2.6. Метод контурних струмів

Цей метод є похідним від методу, який побудовано на безпосередньому застосуванні законів Кірхгофа.

Контурний струм — це фіктивний струм, який приписується якому-небудь контуру і що проходить по всім віткам цього контура.

Кількість контурних струмів визначається структурою конкретного електричного кола. При цьому контури обираються довільно, але вони повинні бути незалежними, тобто кожний черговий контур повинен містити хоча б одну вітку, яка не входить до інших контурів, а в підсумку не повинно залишитися віток, по яких не пройшов хоча б один контурний струм. Напрямок струму

що входять у даний контур; $R_{ik} = R_{ki}$ — взаємні опори — це сумарні опори у відповідних суміжних вітках, тобто, наприклад, у вітці, що входить і в i -й, і в k -й контури.

Взаємні опори записуються зі знаком «+», коли контурні струми в них збігаються за напрямком, у протилежному випадку — зі знаком «-».

$E_{11}, E_{22}, E_{33}, \dots, E_{kk}, \dots, E_{nn}$ — контурні ЕРС, кожна з яких дорівнює алгебраїчній сумі ЕРС відповідного контура. При цьому знак кожної ЕРС, яка входить до контура, визначається напрямком його обходу: ЕРС позитивна, якщо напрямок її збігається з обходом контура, негативна — якщо не збігається.

Як вже було зазначено, розв'язання системи алгебраїчних рівнянь яким-небудь математичним методом дає шукані контурні струми $I_{11}, I_{22}, I_{33}, \dots, I_{kk}, \dots, I_{nn}$. І вже через контурні струми знаходяться дійсні струми в будь-якій із віток кола.

Приклад 2.4. На рис. 2.13 подано електричну схему заміщення кола постійного струму. Вона має параметри: ЕРС джерел $E_1 = 83$ В; $E_2 = 61$ В; опори резистивних елементів $R_1 = 1$ Ом; $R_2 = 3$ Ом; $R_3 = 10$ Ом; $R_4 = 2$ Ом; $R_5 = 9$ Ом; $R_6 = 37$ Ом. Визначити струми у всіх вітках кола.

Розв'язання. Використаємо метод контурних струмів і, відповідно, вкажемо напрямки контурних струмів I_{11}, I_{22} і I_{33} у трьох вибраних контурах (у поданій схемі цієї кількості контурів достатньо).

Запишемо три рівняння формалізованого вигляду для контурних струмів:

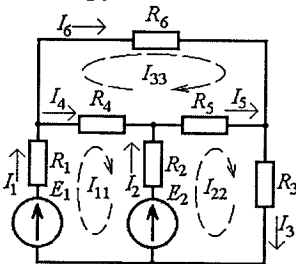


Рис. 2.13. Електрична схема заміщення до прикладу 2.4

$$\begin{cases} R_{11}I_{11} + R_{12}I_{22} + R_{13}I_{33} = E_{11}; \\ R_{21}I_{11} + R_{22}I_{22} + R_{23}I_{33} = E_{22}; \\ R_{31}I_{11} + R_{32}I_{22} + R_{33}I_{33} = E_{33}. \end{cases}$$

Підготуємо параметри, що входять до цієї системи.

Власні опори контурів — сума всіх опорів, що входять до відповідного контура:

$$R_{11} = R_1 + R_4 + R_2 = 6 \text{ Ом};$$

$$R_{22} = R_2 + R_5 + R_3 = 22 \text{ Ом};$$

$$R_{33} = R_4 + R_5 + R_6 = 48 \text{ Ом}.$$

Взаємні опори контурів — опори в суміжних вітках відповідних контурів. У цьому випадку вони мають знак «-», тому що контурні струми в суміжних вітках спрямовані назустріч один одному:

$$\begin{aligned}R_{12} &= R_{21} = -R_2 = -3 \text{ Ом}; \\R_{13} &= R_{31} = -R_4 = -2 \text{ Ом}; \\R_{23} &= R_{32} = -R_5 = -9 \text{ Ом}.\end{aligned}$$

Контурні ЕРС — алгебраїчні суми ЕРС у відповідних контурах, причому позитивний напрямок обходу задає напрямок контурного струму:

$$E_{11} = E_1 - E_2 = 22 \text{ В}; E_{22} = E_2 = 61 \text{ В}; E_{33} = 0.$$

Перепишемо систему рівнянь, підставивши знайдені значення власних і взаємних опорів контурів, а також контурних ЕРС:

$$\begin{cases}6I_{11} - 3I_{22} - 2I_{33} = 22; \\-3I_{11} + 22I_{22} - 9I_{33} = 61; \\-2I_{11} - 9I_{22} + 48I_{33} = 0.\end{cases}$$

Розв'яжемо цю систему, використовуючи метод Крамера.

Загальний визначник системи (розкриваємо за елементами першого рядка):

$$\begin{aligned}\Delta &= \begin{vmatrix} R_{11} & R_{12} & R_{13} \\ R_{21} & R_{22} & R_{23} \\ R_{31} & R_{32} & R_{33} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 6 & -3 & -2 \\ -3 & 22 & -9 \\ -2 & -9 & 48 \end{vmatrix} = \\&= 6(-1)^{1+1} \begin{vmatrix} 22 & -9 \\ -9 & 48 \end{vmatrix} + (-3)(-1)^{1+2} \begin{vmatrix} -3 & -9 \\ -2 & 48 \end{vmatrix} + (-2)(-1)^{1+3} \begin{vmatrix} -3 & 22 \\ -2 & -9 \end{vmatrix} = \\&= 6[22 \cdot 48 - (-9)(-9)] + 3[(-3) \cdot 48 - (-9)(-2)] - 2[-3(-9) - (-2)22] = \\&= 5850 - 486 - 142 = 5222.\end{aligned}$$

Визначник для контурного струму I_{11} :

$$\begin{aligned}\Delta_1 &= \begin{vmatrix} E_{11} & R_{12} & R_{13} \\ E_{22} & R_{22} & R_{23} \\ E_{33} & R_{32} & R_{33} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 22 & -3 & -2 \\ 61 & 22 & -9 \\ 0 & -9 & 48 \end{vmatrix} = \\&= 22(-1)^{1+1} \begin{vmatrix} 22 & -9 \\ -9 & 48 \end{vmatrix} + (-3)(-1)^{1+2} \begin{vmatrix} 61 & -9 \\ 0 & 48 \end{vmatrix} + (-2)(-1)^{1+3} \begin{vmatrix} 61 & 22 \\ 0 & -9 \end{vmatrix} = 31332.\end{aligned}$$

Аналогічно знаходяться визначники для контурних струмів I_{22} і I_{33} :

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} R_{11} & E_{11} & R_{13} \\ R_{21} & E_{22} & E_{23} \\ R_{31} & E_{33} & R_{33} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 6 & 22 & -2 \\ -3 & 61 & -9 \\ -2 & 0 & 48 \end{vmatrix} = 20888.$$

$$\Delta_3 = \begin{vmatrix} R_{11} & R_{12} & R_{11} \\ R_{21} & R_{22} & E_{22} \\ R_{31} & R_{32} & E_{33} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 6 & -3 & 22 \\ -3 & 22 & 61 \\ -2 & -9 & 0 \end{vmatrix} = 5222.$$

Розв'язком системи є контурні струми:

$$I_{11} = \frac{\Delta_1}{\Delta} = \frac{31332}{5222} = 6 \text{ А}; \quad I_{22} = \frac{\Delta_2}{\Delta} = \frac{20888}{5222} = 4 \text{ А}; \quad I_{33} = \frac{\Delta_3}{\Delta} = \frac{5222}{5222} = 1 \text{ А}.$$

Позначимо в схемі кола за рис. 2.13 напрямки дійсних струмів віток і визначимо їх (у кожній вітці враховуються контурні струми, які там проходять, причому позитивний напрямок задає дійсний струм):

$$I_1 = I_{11} = 6 \text{ А}; \quad I_2 = -I_{11} + I_{22} = -2 \text{ А}; \quad I_3 = I_{22} = 4 \text{ А};$$

$$I_4 = I_{11} - I_{33} = 5 \text{ А}; \quad I_5 = I_{22} - I_{33} = 3 \text{ А}; \quad I_6 = I_{33} = 1 \text{ А}.$$

Перевірка рішення за балансом потужностей:

$$E_1 I_1 + E_2 I_2 = R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2 + R_3 I_3^2 + R_4 I_4^2 + R_5 I_5^2 + R_6 I_6^2;$$

$$83 \cdot 6 + 61(-2) = 1 \cdot 6^2 + 3 \cdot (-2)^2 + 10 \cdot 4^2 + 2 \cdot 5^2 + 9 \cdot 3^2 + 37 \cdot 1^2;$$

$$376 \text{ Вт} = 376 \text{ Вт}.$$

Щоб підкреслити ефективність методу контурних струмів, зазначимо наступне. Використання методу на основі рівнянь, складених за законами Кірхгофа, потребує розв'язання системи із шести рівнянь. Тобто обсяг розрахункової роботи збільшився б у кілька разів.

2.7. Метод еквівалентного генератора

Методом еквівалентного генератора звичайно користуються при розрахунку струму в будь-якій одній вітці електричного кола. Крім того, цей метод показовий у тому плані, що дає можливість еквівалентної заміни практично будь-якого електричного кола (або його частини), яке містить як пасивні, так і активні елементи.

Розглянемо суть методу на прикладі електричного кола на рис. 2.14.

Нехай параметри елементів цього кола задані і необхідно визначити струм I_2 у вітці з опором R_2 , R_{02} і джерелом ЕРС E_2 .

Усе електричне коло, за винятком тієї вітки, де шукається струм, замінюють еквівалентним генератором.

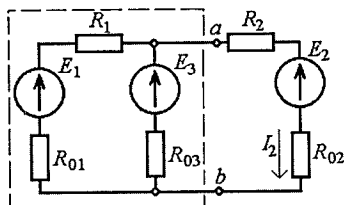


Рис. 2.14. Вихідна схема для ілюстрації методу еквівалентного генератора

Еквівалентний генератор, схема заміщення якого подана на рис. 2.15,а, характеризується ЕРС E_{er} (ЕРС еквівалентного генератора) і внутрішнім опором R_{er} .

У такому разі еквівалентним генератором замінюється частина кола, яка на рис. 2.14 обведена пунктирною лінією і зображена окремо на рис. 2.15,б. У частині кола, що замінюється, і еквівалентного генератора вихідні затискачі a і b однакові.

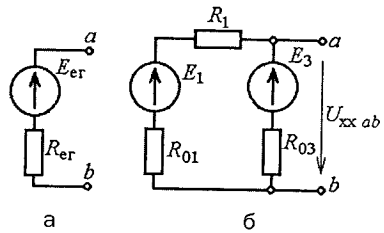


Рис. 2.15. Схеми еквівалентного генератора і частини кола, яка ним замінюється

Загальний принцип визначення

параметрів еквівалентного генератора полягає в наступному.

ЕРС E_{er} дорівнює напрузі холостого ходу $U_{xx\ ab}$ на розізнаних затискачах ab частини кола, яка замінюється, тобто $E_{er} = U_{xx\ ab}$.

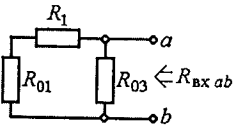


Рис. 2.16. Схема для знаходження внутрішнього опору еквівалентного генератора

Таким чином, щоб знайти E_{er} , належить у частині кола за рис. 2.15,б будь-яким відомим способом (розв'язуючи локальну задачу для цієї частини кола) знайти напругу $U_{xx\ ab}$ на затискачах ab .

Внутрішній опір еквівалентного генератора R_{er} дорівнює вхідному опору $R_{vx\ ab}$ всього останнього кола (рис. 2.15,б) між затискачами a і b , але за умови, що це коло стає пасивним. Тобто при визначенні величини R_{er} ЕРС джерел не враховуються, а в вітках зберігаються тільки їхні внутрішні опори (в даному разі — R_{01} і R_{03}). Таке пасивне коло подано на рис. 2.16. Тоді $R_{vx\ ab}$ і, отже, R_{er} визначаються як еквівалентний опір цього кола відносно затискачів a і b .

Після того, як параметри еквівалентного генератора знайдено, приєднаємо до його схеми заміщення (див. рис. 2.15,а) вітку, що залишилася на рис. 2.14 за межами тієї частини, яка тепер замінена цим генератором. Отримуємо схему, подану на рис. 2.17.

У цій одноконтурній схемі шуканий струм визначається уже досить просто:

$$I_2 = \frac{E_{er} - E_2}{R_{er} + R_2 + R_{02}}$$

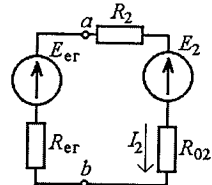


Рис. 2.17. Схема заміщення електричного кола з еквівалентним генератором

Приклад 2.5. На рис. 2.18 зображена електрична схема заміщення кола постійного струму. Вона має параметри: ЕРС джерел $E_1=28$ В, $E_2=24$ В; опори резистивних елементів $R_1=0,5$ Ом; $R_{01}=0,5$ Ом; $R_2=1$ Ом; $R_3=6$ Ом. Визначити струм у вітці з резистором R_3 .

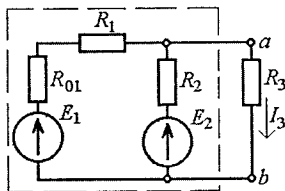


Рис. 2.18. Вихідна схема для прикладу 2.5

Розв'язання. Застосуємо метод еквівалентного генератора. Укажемо напрямок шуканого струму I_3 у вітці, яка розглядається.

Для визначення ЕРС еквівалентного генератора використаємо обведену пунктирною лінією на рис. 2.18 частину кола (ця частина окремо подана на рис. 2.19,а). Позначимо тут на розімкнутих затискачах ab напругу холостого ходу $U_{xx\ ab}$, причому напрямок її повинен бути таким самим, як напрямок струму на рис. 2.18.

Щоб знайти цю напругу за схемою на рис. 2.19,а, спочатку знайдемо тут струм (у цьому разі він єдиний, на відміну від схеми за рис. 2.18, де було б три струми). Обираємо на рис. 2.19,а довільно напрямок струму I_1 і складемо рівняння за другим законом Кірхгофа для контура, по якому проходить цей струм, тобто:

$$(R_{01} + R_1 + R_2)I_1 = E_1 - E_2.$$

Звідси струм:

$$I_1 = \frac{E_1 - E_2}{(R_{01} + R_1 + R_2)} = \frac{28 - 24}{0,5 + 0,5 + 1} = 2 \text{ А.}$$

Тепер для контура ХХ, який позначено на рис. 2.19,а пунктиром (цей контур може проходити по будь-яким віткам кола, але обов'язково — по напрузі $U_{xx\ ab}$), складемо рівняння за другим законом Кірхгофа:

$$U_{xx\ ab} - I_1 R_2 = E_2,$$

звідки отримуємо напругу холостого ходу на розімкнених затискачах ab і одночасно ЕРС еквівалентного генератора:

$$E_{er} = U_{xx\ ab} = E_2 + I_1 R_2 = 24 + 2 \cdot 1 = 26 \text{ В.}$$

Для визначення внутрішнього опору еквівалентного генератора використаємо те саме коло, що і на рис. 2.19,а, але без ідеальних джерел ЕРС. Вхідний опір відносно затискачів a і b такого кола, яке показано на рис. 2.19,б, буде одночасно і внутрішнім опором еквівалентного генератора:

$$R_{er} = R_{вх\ ab} = \frac{(R_1 + R_{01})R_2}{R_1 + R_{01} + R_2} = \frac{(0,5 + 0,5) \cdot 1}{(0,5 + 0,5) + 1} = 0,5 \text{ Ом.}$$

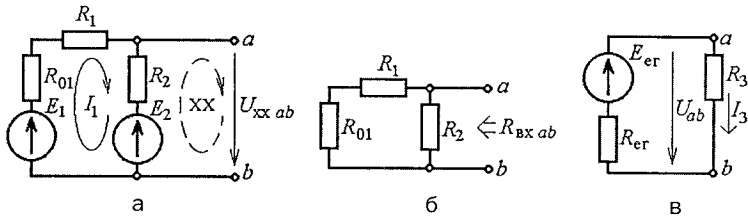


Рис. 2.19. Частини електричного кола для знаходження ЕРС та внутрішнього опору еквівалентного генератора та їхнє поєднання

Маючи параметри еквівалентного генератора, з'єднаємо його схему заміщення з віткою, що розглядається. У схемі кола, що утворилося (рис. 2.19,в), напрямки струму I_3 , напруги U_{ab} між затискачами a і b та ЕРС $E_{ер}$ повинні бути узгодженими. За такою простою схемою шуканий струм визначається за законом Ома з урахуванням послідовного з'єднання R_3 і $R_{ер}$:

$$I_3 = \frac{E_{ер}}{R_3 + R_{ер}} = \frac{26}{6 + 0,5} = 4 \text{ А.}$$

Запитання для самоконтролю

1. Запишіть вирази струму, напруги, потужностей і ККД для одноконтурного кола постійного струму з одним джерелом і приймачем.
2. Які режими роботи властиві джерелу електроенергії?
3. Зобразіть і поясніть характеристики, що ілюструють зміну параметрів джерела електроенергії при зміні його навантаження.
4. Як визначається еквівалентний опір кола при послідовному, паралельному і змішаному з'єднанні споживачів?
5. У чому полягає суть методу еквівалентних перетворювань і який порядок розрахунку електричних кіл за цим методом?
6. Напишіть приклад рівняння балансу потужностей електричного кола постійного струму.
7. Яка кількість рівнянь, які необхідно скласти для розрахунку складного кола постійного струму за законами Кірхгофа. Скільки з них треба скласти за першим, а скільки за другим законами Кірхгофа?
8. Яким чином можна перетворити з'єднання елементів за схемою «зірка» в з'єднання за схемою «трикутник» та навпаки?
9. У чому суть методу контурних струмів і які практичні аспекти застосування цього методу для розрахунку електричних кіл?
10. У якому випадку для розрахунку кола доцільно застосовувати метод еквівалентного генератора і в чому суть цього методу?
11. Як визначаються параметри елементів еквівалентного генератора: його внутрішній опір та ЕРС?

3. КОЛА СИНУСОЇДНОГО СТРУМУ

3.1. Отримання синусоїдних електричних величин

Колами синусоїдного струму називаються такі електричні кола, в яких часові функції електричних величин, тобто електро-рушійні сили (ЕРС), напруги та струми, змінюються за гармонічним — синусоїдним — законом. Знайомство з такими колами починається з однофазних кіл. В однофазному колі діє одне синусоїдне джерело ЕРС або воно живиться від двопровідного джерела синусоїдної напруги.

Основою кіл синусоїдного струму є генератори змінного струму, в яких виробляються синусоїдні ЕРС. Тому, перш ніж вивчати процеси в цих колах, розглянемо принцип отримання ЕРС, яка змінюється в часі за синусоїдним законом.

На рис. 3.1, а зображено простий однофазний генератор, який виробляє синусоїдну ЕРС. Тут прямокутна провідникова рамка $abcd$ (виток) обертається з кутовою швидкістю Ω між полюсами N і S постійного магніту, який збуджує магнітне поле. При цьому, згідно із законом електромагнітної індукції, у повздовжніх частинах рамки ab і cd індуються ЕРС e_{ab} і e_{cd} , напрямки яких устанавлюються за правилом «правої руки» (рис. В.7).

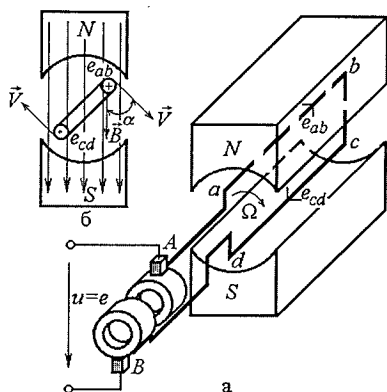


Рис. 3.1. Простий однофазний генератор

Визначимо вказані ЕРС, використовуючи поперечний переріз моделі генератора за рис. 3.1, б. Тут зазначені лінійні швидкості переміщення боків рамки \vec{V} , а також показані напрямки силових ліній магнітного поля \vec{i} , відповідно, напрямком вектора магнітної індукції \vec{B} . ЕРС у провіднику рамки ab складає:

$$e_{ab} = BVl \sin \alpha, \quad (3.1)$$

де l — довжина боку рамки; α — кут між векторами \vec{V} і \vec{B} .

Вважатимемо, що магнітне поле однорідне, тобто в зоні обертання рамки магнітна індукція скрізь однакова за величиною і напрямком. Тоді у формулі (3.1) змінюється тільки кут α (через безперервну зміну напрямку вектора швидкості), який визначається так: $\alpha = \Omega t$.

У другому боці рамки ЕРС e_{cd} аналогічна, але має протилежний напрямком. Однак, якщо робити обхід за контуром рамки, то ЕРС її двох боків додаються, і на всю рамку отримуємо ЕРС:

$$e = e_{ab} + e_{cd} = 2 \cdot e_{ab} = 2B V l \sin \alpha = 2B V l \sin \Omega t. \quad (3.2)$$

У цій формулі позначимо $E_m = 2B V l$, і це є не що інше, як амплітуда ЕРС. Таким чином у контурі отримуємо синусоїдну ЕРС:

$$e = E_m \sin \Omega t. \quad (3.3)$$

Через контактні кільця, що обертаються разом із рамкою, і через нерухомі щітки A і B , що ковзають по поверхні контактних кілець, ЕРС передається на вихідні затискачі генератора, утворюючи на них відповідну синусоїдну напругу u , яка дорівнює e (див. рис. 3.1, a). Якщо до затискачів на щітках під'єднати будь-яке електричне навантаження, то в електричному колі, що утвориться, виникне синусоїдний струм.

Конструкція реальних генераторів значно складніша, і в них замість рамки використовують багатобиткову обмотку. Тоді амплітуда ЕРС зростає пропорційно кількості витків. Однак принцип дії таких генераторів відповідає тому, який розглядається на рис. 3.1.

3.2. Форми зображення синусоїдних електричних величин

При аналізі процесів у колах синусоїдного струму можливе використання різних форм зображення синусоїдних електричних величин. Наведемо ці форми для напруги, струму і ЕРС.

1. Аналітична форма:

$$u = U_m \sin(\omega t + \psi_u); \quad i = I_m \sin(\omega t + \psi_i); \quad e = E_m \sin(\omega t + \psi_e), \quad (3.4)$$

де u, i, e — миттєві значення; U_m, I_m, E_m — амплітуди; ω — кутова частота [с^{-1}], яка замінила кутову швидкість Ω в (3.3), бо це не завжди одне й те ж:

$$\omega = \frac{2\pi}{T} = 2\pi f, \quad (3.5)$$

причому $\frac{1}{T} = f$ — частота [Гц], T — період повторення [с]; ψ_u, ψ_i, ψ_e — початкові фази.

Наприклад, при $f = 50$ Гц маємо $\omega = 314 \text{ с}^{-1}$, $T = 0,02 \text{ с}$.

При порівнянні напруги і струму за часом використовують різницю часових фаз, вводячи поняття *фазовий зсув* $\varphi = (\omega t + \psi_u) - (\omega t + \psi_i)$, або:

$$\varphi = \psi_u - \psi_i, \quad (3.6)$$

причому тут первісно напругу поставлено на перше місце, а струм — на друге, що зумовлює в подальшому знаки («+» або «-») у низці формул і в інших випадках.

Можливі такі комбінації і відповідна термінологія: $\psi_u > \psi_i$ — напруга за фазою випереджає струм: $\varphi > 0$; $\psi_u = \psi_i$ — напруга і струм збігаються за фазою: $\varphi = 0$; $\psi_u < \psi_i$ — напруга відстає за фазою від струму: $\varphi < 0$.

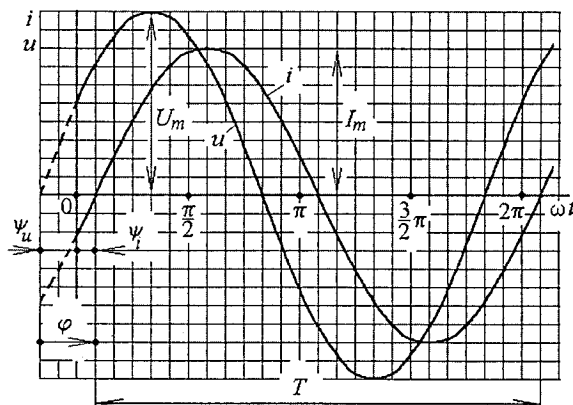


Рис. 3.2. Гармонічні функції напруги і струму

2. Графічна форма.

Синусоїди напруги u і струму i подані на рис. 3.2, причому рисунок відповідає значенням величин $\psi_u > 0$; $\psi_i < 0$; $\varphi > 0$. Замість часу t по осі абсцис прийнято відкладати ωt : так переходять від секунд до радіанів. Це зручно, тому що так легко встановити масштаб

по цій осі (період синусоїд завжди дорівнює 2π).

3. Діюче значення.

Вихідна формула (1.53) і зміст діючого значення струму вже були подані раніше, а далі для конкретного виразу синусоїдного струму $i = I_m \sin \omega t$ проводимо необхідні перетворення:

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_m^2 \sin^2 \omega t dt} = \sqrt{\frac{1}{T} I_m^2 \int_0^T \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \frac{I_m^2}{2} T},$$

із цього вже отримуємо діюче значення синусоїдного струму:

$$I = \frac{I_m}{\sqrt{2}}. \quad (3.7)$$

Аналогічно для синусоїдних напруги і ЕРС отримуємо діючі значення за формулами:

$$U = \frac{U_m}{\sqrt{2}}; \quad E = \frac{E_m}{\sqrt{2}}. \quad (3.8)$$

Зазначимо, що в колах синусоїдного струму при вимірюваннях та розрахунках прийнято оперувати діючими значеннями електричних величин.

Приклад: $U=220$ В; $U_m = \sqrt{2}U = \sqrt{2} \cdot 220 = 311$ В.

$I=5$ А; $I_m = \sqrt{2}I = \sqrt{2} \cdot 5 = 7,07$ А.

4. Середнє значення. За період T маємо середнє значення $I_{\text{сеп}} = \frac{1}{T} \int_0^T i dt = 0$, що характерно для будь-якої синусоїди.

На практиці прийнято брати середнє значення за півперіоду:

$$I_{\text{сеп}} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} I_m \sin \omega t = \frac{2}{\pi} I_m. \quad (3.9)$$

Аналогічно для напруги $U_{\text{сеп}} = \frac{2}{\pi} U_m$ і ЕРС $E_{\text{сеп}} = \frac{2}{\pi} E_m$.

Приклад: $U_m=311$ В; $U_{\text{сеп}} = \frac{2}{\pi} U_m = \frac{2}{\pi} \cdot 311 = 198$ В.

5. Векторне зображення.

Із курсу математики відомо, що синусоїди можна зобразити векторами, що обертаються з кутовою швидкістю ω проти руху годинникової стрілки, а їхні довжини дорівнюють амплітудам U_m , I_m у відповідних масштабах. Так, синусоїдні напруга і струм у вигляді обертових векторів показані на рис. 3.3, а. Якщо визначити проекцію вектора на вісь ординат, як це показано для напруги, то отримуємо безпосередньо синусоїду цієї електричної величини $u = U_m \sin(\omega t + \psi_u)$, що повторює (3.4).

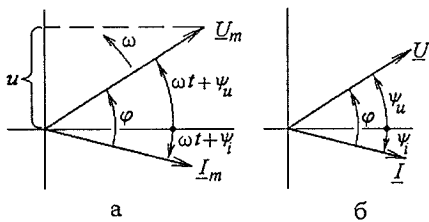


Рис. 3.3. Векторні діаграми

На практиці прийнято зображати вектори для фіксованого моменту часу $t=0$, а довжини векторів брати в масштабі рівними діючому значенню (3.7), (3.8) відповідної електричної величини (рис. 3.3, б). Тоді вектори займають положення по відношенню до горизонтальної осі під кутами, що дорівнюють початковим фазам електричних величин. Кут зсуву фаз φ (3.6) відкладають від вектора струму до вектора напруги, що належить далі завжди враховувати, визначаючи знак цього кута.

Прийнято, що позитивні кути відкладаються проти руху годинникової стрілки (на рис. 3.3 $\psi_u > 0$; $\psi_i < 0$; $\varphi > 0$).

Сукупність векторів електричних величин, зображених у спільній координатній системі, називається *векторною діаграмою*. Векторні діаграми використовуються при виводі основних розрахункових співвідношень для кіл синусоїдного струму, при розв'язанні задач, для перевірки результатів розв'язання тощо.

У відповідності з векторним зображенням синусоїд, *закони Кірхгофа* (1.32), (1.35) для кіл синусоїдного струму набувають модифікації:

- перший закон Кірхгофа:

$$\sum_{k=1}^m \underline{I}_k = 0; \quad (3.10)$$

- другий закон Кірхгофа:

$$\sum_{k=1}^n \underline{U}_k = 0. \quad (3.11)$$

Тут додаються вектори діючих значень. Усі правила складання рівнянь і урахування знаків зберігаються, тільки тепер ідеться про геометричні суми векторів. Довжини векторів дорівнюють діючим значенням, тому їхні літерні позначення однакові. А щоб не плутати вектори та діючі значення, позначення перших підкреслюють.

ПРИМІТКА!

Діючі значення додавати не можна! Додавати слід вектори.

6. Зображення за допомогою комплексних чисел.

Вектори електричних величин розміщуються на площині комплексних чисел (рис. 3.4) з осями дійсних $(-1; +1)$ і уявних $(-j; +j)$ чисел, де $j = \sqrt{-1}$ — уявна одиниця (у математиці вона позначалася літерою i , але у даному разі це струм).

Ці величини, наприклад, напругу і струм, можна зобразити:

а) в алгебраїчній формі:

$$\underline{U} = U' + jU''; \quad \underline{I} = I' + jI'', \quad (3.12)$$

де U', I' — дійсні, U'', I'' — уявні складові комплексних величин (на рис. 3.4 $\underline{I} = I' - jI''$);

б) в показниковій формі:

$$\underline{U} = Ue^{j\psi_u}; \quad \underline{I} = Ie^{j\psi_i}, \quad (3.13)$$

Рис. 3.4. Зображення векторів на площині комплексних чисел

де U, I — модулі, що дорівнюють діючим значенням відповідних величин; ψ_u, ψ_i —

аргументи, що дорівнюють початковим фазам; e — основа натуральних логарифмів (не плутати з ЕРС).

Перехід із однієї форми в іншу виконується за відомими правилами, наприклад, для напруги:

$$\underline{U} = Ue^{j\psi_u} = U \cos \psi_u + jU \sin \psi_u = U' + jU''; \quad (3.14)$$

$$\underline{U} = U' + jU'' = \sqrt{(U')^2 + (U'')^2} e^{j \arctg(U''/U')} = Ue^{j\psi_u}. \quad (3.15)$$

Закони Кірхгофа при використанні комплексної форми величин отримують модифікацію, яка зовні збігається з виразами (3.10) і (3.11) у разі використання векторного зображення синусоїдних електричних величин, однак тепер в формули і рівняння повинні підставлятися комплексні величини:

- перший закон Кірхгофа:

$$\sum_{k=1}^m \underline{I}_k = 0; \quad (3.16)$$

- другий закон Кірхгофа:

$$\sum_{k=1}^n \underline{U}_k = 0. \quad (3.17)$$

Приклад 3.1. Зображення синусоїдних електричних величин.

Нехай задано синусоїдні функції напруги і струму:

$$u = 282,2 \sin\left(314t - \frac{\pi}{6}\right) \text{ В}; \quad i = 14,1 \sin\left(314t + \frac{\pi}{3}\right) \text{ А}.$$

Звідси амплітуди і діючі значення складають: $U_m = 282,2 \text{ В}$;

$$U = \frac{U_m}{\sqrt{2}} = 200 \text{ В}; \quad I_m = 14,1 \text{ А}; \quad I = \frac{I_m}{\sqrt{2}} = 10 \text{ А}; \quad \text{кутова частота } \omega = 314 \text{ с}^{-1};$$

початкові фази $\psi_u = -\frac{\pi}{6} = -30^\circ$; $\psi_i = \frac{\pi}{3} = 60^\circ$; фазовий зсув $\varphi = \psi_u - \psi_i = -30^\circ - 60^\circ = -90^\circ$.

Вектори напруги і струму вказані на рис. 3.5 у зазначених масштабах.

Комплексні значення в показниковій формі:

$$\underline{U} = Ue^{j\psi_u} = 200e^{-j30^\circ} \text{ В};$$

$$\underline{I} = Ie^{j\psi_i} = 10e^{j60^\circ} \text{ А}.$$

Перехід від цієї форми до алгебраїчної:

$$\underline{U} = 200e^{-j30^\circ} = 200 \cos(-30^\circ) + j200 \sin(-30^\circ) = (173 - j100) \text{ В};$$

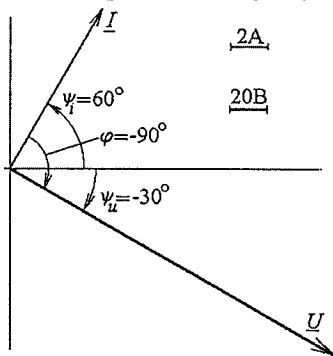


Рис. 3.5. Вектори напруги та струму

$$\underline{I} = 10e^{j60^\circ} = 10 \cos 60^\circ + j10 \sin 60^\circ = 5 + j8,66 \text{ A.}$$

Приклад 3.2. Додавання синусоїдних струмів.

Нехай у двох вітках ділянки кола за рис. 3.6 задано синусоїдні функції струмів:

$$i_1 = 21,2 \sin \left(314t + \frac{\pi}{4} \right) \text{ A;}$$

$$i_2 = 28,3 \sin \left(314t - \frac{3\pi}{8} \right) \text{ A.}$$

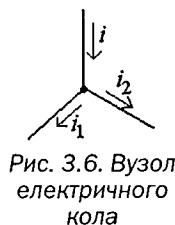


Рис. 3.6. Вузол електричного кола

Тоді на підставі першого закону Кірхгофа (1.32) складемо рівняння для миттєвих значень $i = i_1 + i_2$. Усі величини синусоїдні, тому перейдемо до додавання векторів діючих значень $\underline{I} = \underline{I}_1 + \underline{I}_2$.

Діюче значення заданих струмів

$$I_1 = \frac{21,2}{\sqrt{2}} = 15 \text{ A; } I_2 = \frac{28,3}{\sqrt{2}} = 20 \text{ A;}$$

$$\psi_{i1} = \frac{\pi}{4} = 45^\circ; \psi_{i2} = -\frac{3\pi}{8} = -67,5^\circ.$$

З урахуванням цих даних на рис. 3.7 побудуємо векторну діаграму струмів. За допомогою додавання векторів отримаємо результуючий вектор струму, для якого виміряно діюче значення $I \approx 20 \text{ A}$ (довжина вектора, помножена на масштаб струму), а також початкову фазу $\psi_i \approx -24^\circ$. Значення приблизні,

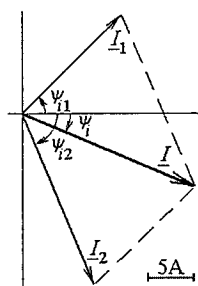


Рис. 3.7. Векторна діаграма струмів

тому що вимірювання мають обмежену точність.

Більш точні результати можна отримати за допомогою використання комплексних діючих значень:

$$\underline{I}_1 = I_1 e^{j\psi_{i1}} = 15e^{j45^\circ} = 15 \cos 45^\circ + j15 \sin 45^\circ = 10,6 + j10,6 \text{ A;}$$

$$\underline{I}_2 = I_2 e^{j\psi_{i2}} = 20e^{-j67,5^\circ} = 20 \cos(-67,5^\circ) + j20 \sin(-67,5^\circ) = 7,65 - j18,48 \text{ A.}$$

Застосовуючи перший закон Кірхгофа в комплексній формі, отримуємо в результаті комплексне діюче значення загального струму — спочатку в алгебраїчній, а потім і в показниковій формах:

$$\underline{I} = \underline{I}_1 + \underline{I}_2 = 10,6 + j10,6 + 7,65 - j18,48 = 18,25 - j7,88 =$$

$$= \sqrt{18,25^2 + 7,88^2} e^{j \arctg \frac{-7,88}{18,25}} = 19,88 e^{-j23,4^\circ} \text{ A.}$$

Звідси отримуємо діюче значення $I = 19,88$ А, а також початкову фазу струму $\psi_i = -23,4^\circ$.

3.3. Співвідношення напруги і струму на ідеальних елементах схем заміщення

Для розрахунку кіл синусоїдного струму основоположними є співвідношення напруги і струму на пасивних ідеальних елементах R , L і C . Причому, на відміну від кіл постійного струму, важливим є співвідношення напруги та струму не тільки за значенням, але і за часом, тобто фазовий зсув між ними.

Виведемо та проілюструємо ці співвідношення. Розглядаючи конкретний ідеальний елемент, будемо вважати заданим синусоїдний струм і параметр цього елемента (R або L , або C). А задача буде полягати у визначенні часової функції напруги, а потім і вказаних кількісних і часових співвідношень.

3.3.1. Ідеальний резистивний елемент R (рис. 3.8, а).

Задано, що по ділянці кола з цим елементом R проходить струм $i = I_m \sin(\omega t + \psi_i)$; належить визначити функцію напруги $u_R(t)$.

Використовуючи загальний вираз (1.4) для змінних струму і напруги, маємо:

$$u_R = Ri = RI_m \sin(\omega t + \psi_i). \quad (3.18)$$

Звідси амплітуда напруги $U_m = RI_m$, що є законом Ома для амплітуд. А якщо врахувати, що на підставі (3.7), (3.8) $I_m = \sqrt{2}I$, $U_m = \sqrt{2}U$, то отримуємо закон Ома для діючих значень напруги і струму на ідеальному резистивному елементі:

$$U_R = RI. \quad (3.19)$$

Кутова частота напруги ω зберігається такою, як і у струму.

Початкова фаза напруги у (3.18) збігається із початковою фазою струму: $\psi_u = \psi_i$; тоді за (3.6) фазовий зсув:

$$\varphi_R = 0. \quad (3.20)$$

На рис. 3.8, б показані синусоїди струму і напруги, на рис. 3.8, в — їхнє векторне зображення. Очевидно, що якщо початкова фаза струму

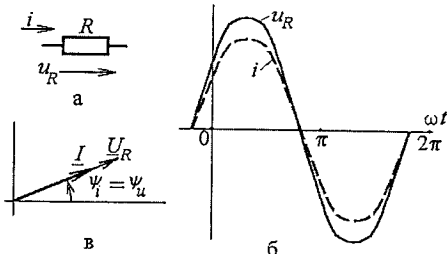


Рис. 3.8. Співвідношення напруги та струму на ідеальному резистивному елементі

задана і побудована синусоїда струму або його вектор, то напруга збігається за фазою зі струмом.

3.3.2. Ідеальний індуктивний елемент L (рис. 3.9, а).

Діємо як в попередньому пункті: задано струм $i = I_m \sin(\omega t + \psi_i)$; належить визначити функцію напруги $u_L(t)$.

Виходячи із загального співвідношення (1.9) визначаємо шукану функцію:

$$u_L = L \frac{di}{dt} = \omega L I_m \cos(\omega t + \psi_i) = \omega L I_m \sin\left(\omega t + \psi_i + \frac{\pi}{2}\right), \quad (3.21)$$

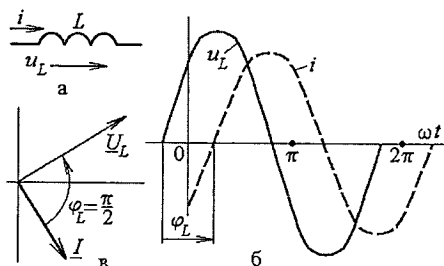


Рис. 3.9. Співвідношення напруги та струму на ідеальному індуктивному елементі

звідки очевидно співвідношення амплітуд $U_m = \omega L I_m$; вводимо позначення:

$$X_L = \omega L \quad (3.22)$$

— індуктивний опір (належить до реактивних опорів) [Ом]. З урахуванням того, що $I_m = \sqrt{2}I$, $U_m = \sqrt{2}U$, отримуємо закон Ома для діючих значень напруги і струму на індуктивному елементі:

$$U_L = X_L I. \quad (3.23)$$

Початкова фаза напруги в (3.21) $\psi_u = \psi_i + \frac{\pi}{2}$; тоді за (3.6) фазовий зсув:

$$\varphi_L = \frac{\pi}{2}, \quad (3.24)$$

тобто напруга випереджає струм на чверть періоду.

На рис. 3.9, б, в зображено відповідні графіки і векторну діаграму напруги і струму. Якщо струм заданий або проводиться довільно, то напруга займає відносно нього чітко визначену позицію.

3.3.3. Ідеальний ємнісний елемент C (рис. 3.10, а).

Знову маємо задачу, як і в попередніх пунктах: $i = I_m \sin(\omega t + \psi_i)$; $u_C(t)$?

Виходячи із загального співвідношення (1.11), визначаємо шукану функцію:

$$\begin{aligned} u_C &= \frac{1}{C} \int i dt = \frac{1}{C} \int I_m \sin(\omega t + \psi_i) dt = -\frac{1}{\omega C} I_m \cos(\omega t + \psi_i) = \\ &= \frac{1}{\omega C} I_m \sin\left(\omega t + \psi_i - \frac{\pi}{2}\right), \end{aligned} \quad (3.25)$$

де амплітуда напруги $U_m = \frac{1}{\omega C} I_m$; вводимо позначення:

$$X_C = \frac{1}{\omega C} \quad (3.26)$$

— ємнісний опір, який також належить до реактивних опорів, вимірюється в [Ом]. З урахуванням того, що $I_m = \sqrt{2}I$, $U_m = \sqrt{2}U$, отримуємо:

$$U_C = X_C I \quad (3.27)$$

— закон Ома для діючих значень напруги і струму на ідеальному ємнісному елементі.

Фазові співвідношення: з (3.25) початкова фаза напруги $\Psi_u = \Psi_i - \frac{\pi}{2}$; фазовий зсув за (3.6):

$$\varphi_C = -\frac{\pi}{2} \quad (3.28)$$

(струм випереджає за фазою напругу на чверть періоду).

На рис. 3.10, б, в подано графіки і векторну діаграму напруги і струму. Струм заданий або проводиться довільно, а напруга займає відносно нього чітко визначену позицію.

Приклад 3.3. Розрахунок електричних величин на ідеальних елементах.

Нехай задані параметри ідеальних елементів за рис. 3.8, а: $R=4$ Ом; за рис. 3.9, а: $L=9,55$ мГн; за рис. 3.10, а: $C=530$ мкФ. У всіх випадках на ідеальний елемент подано синусоїдну напругу з діючим значенням $U=100$ В і частотою $f=50$ Гц. Розрахувати функцію струму в кожному цьому випадку.

Тут маємо зворотний варіант у порівнянні з теоретичними викладками, тобто тепер задана напруга, а належить визначити струм.

Для напруги, як вихідної величини, візьмемо початкову фазу довільно $\Psi_u = 0$, її кутова частота за (3.5) $\omega = 2\pi f = 314$ с⁻¹.

Для резистивного елемента вже маємо активний опір $R=4$ Ом; для двох інших — за формулами (3.22) і (3.26) визначимо опори:

$$X_L = \omega L = 314 \cdot 9,55 \cdot 10^{-3} = 3 \text{ Ом}; \quad X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{314 \cdot 530 \cdot 10^{-6}} = 6 \text{ Ом}.$$

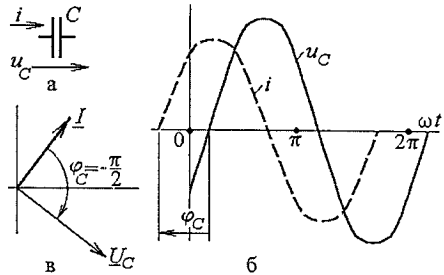


Рис. 3.10. Співвідношення напруги та струму на ідеальному ємнісному елементі

Діюче значення струму за формулами (3.19), (3.23), (3.27), його фазовий зсув по відношенню до напруги за (3.20), (3.24) і (3.28) і початкова фаза з (3.6):

$$\begin{aligned} \overrightarrow{I_R} \parallel \overrightarrow{U} & \text{ — на } R: I_R = \frac{U}{R} = 25 \text{ А}; \varphi_R = 0; \Psi_i = \Psi_u = 0; \\ \overrightarrow{I_L} \perp \overrightarrow{U} & \text{ — на } L: I_L = \frac{U}{X_L} = 33,3 \text{ А}; \varphi_L = \frac{\pi}{2}; \Psi_i = \Psi_u - \varphi_L = -\frac{\pi}{2}; \\ \overrightarrow{I_C} \perp \overrightarrow{U} & \text{ — на } C: I_C = \frac{U}{X_C} = 16,7 \text{ А}; \varphi_C = -\frac{\pi}{2}; \Psi_i = \Psi_u - \varphi_C = \frac{\pi}{2}. \end{aligned}$$

Відповідні векторні діаграми подані на рис. 3.11, де довжини векторів напруги і струмів визначені за їхніми діючими значеннями з урахуванням указаних масштабів.

Рис. 3.11. Векторні діаграми

Синусоїдні функції напруги і струмів мають вирази, відповідно до (3.4):

$$\begin{aligned} u &= \sqrt{2} \cdot 100 \sin 314t \text{ В}; \quad i_R = \sqrt{2} \cdot 25 \sin 314t \text{ А}; \\ i_L &= \sqrt{2} \cdot 33,3 \sin \left(314t - \frac{\pi}{2} \right) \text{ А}; \quad i_C = \sqrt{2} \cdot 16,7 \sin \left(314t + \frac{\pi}{2} \right) \text{ А}. \end{aligned}$$

3.4. Співвідношення напруги і струму на ділянці кола з послідовним з'єднанням ідеальних елементів R, L, C

Послідовне з'єднання ідеальних елементів R, L, C є поширеним у схемах заміщення кіл синусоїдного струму. Разом з тим, воно є простішою ланкою, на основі якої будуються розрахунки цих кіл при їхній більш складній структурі.

Розрахункові співвідношення напруги і струму для ділянки кола, що розглядається, визначаються за допомогою вже виведених співвідношень (3.19), (3.20), (3.23), (3.24), (3.27) і (3.28) для кожного ідеального елемента окремо:

$$U_R = RI; \quad \varphi_R = 0; \quad U_L = X_L I; \quad \varphi_L = \frac{\pi}{2}; \quad U_C = X_C I; \quad \varphi_C = -\frac{\pi}{2}. \quad (3.29)$$

На підставі другого закону Кірхгофа (1.35) при послідовному з'єднанні елементів (рис. 3.12) $u = u_R + u_L + u_C$.

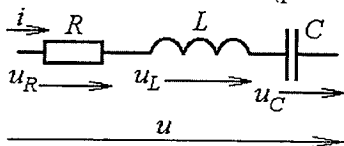


Рис. 3.12. Послідовне з'єднання елементів

Струм синусоїдний, тому всі напруги будуть синусоїдними. Це дозволяє перейти від їхніх миттєвих значень до векторного зображення:

$$\underline{U} = \underline{U}_R + \underline{U}_L + \underline{U}_C. \quad (3.30)$$

Проведемо підсумовування за допомогою векторної діаграми, яку подано на рис. 3.13, а. Пояснимо порядок її побудови.

Перший вектор проводиться довільно. На цю роль краще брати величину, яка є спільною для всієї схеми. У даному випадку — це струм I , для якого приймаємо довільно початкову фазу $\psi_i = 0$.

Далі, за відомими вже правилами (рис. 3.8-3.10) проводимо вектори напруг ідеальних елементів \underline{U}_R , \underline{U}_L і \underline{U}_C під відповідними кутами φ_R , φ_L і φ_C (3.29) до вектора струму. Тут припускаємо, що $X_L > X_C$, тому вектор \underline{U}_L вищий довший за вектор \underline{U}_C , але, в принципі, можуть бути будь-які співвідношення довжин векторів \underline{U}_R , \underline{U}_L і \underline{U}_C .

Вектор загальної напруги отримується геометричним додаванням цих векторів відповідно до формули (3.30).

Із векторної діаграми витягнемо її фрагмент — трикутник напруг (рис. 3.13, б). Із цього трикутника отримаємо діюче значення напруги на ділянці кола з послідовним з'єднанням ідеальних елементів $U = \sqrt{U_R^2 + (U_L - U_C)^2}$ або після підстановки (3.29)

$$U = \sqrt{R^2 I^2 + (X_L I - X_C I)^2}, \text{ а потім } U = I \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}.$$

Останній вираз в формі

$$U = ZI \quad (3.31)$$

є законом Ома для ділянки з послідовним з'єднанням ідеальних елементів.

Тут уведено поняття — повний опір такої ділянки кола [Ом]

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}. \quad (3.32)$$

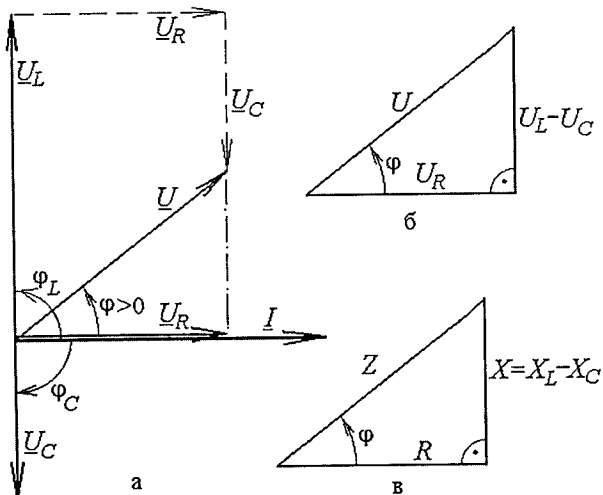


Рис. 3.13. Графічне подання співвідношень величин для ділянки кола з послідовним з'єднанням ідеальних елементів

Фазовий зсув напруги відносно струму (також за трикутником напруг)

$$\varphi = \arctg \frac{U_L - U_C}{U_R} = \arctg \frac{X_L I - X_C I}{RI} = \arctg \frac{X_L - X_C}{R}. \quad (3.33)$$

У цьому випадку на рис. 3.13 $\varphi > 0$, а в принципі можливі межі зміни $-\frac{\pi}{2} \leq \varphi \leq \frac{\pi}{2}$ залежно від співвідношення опорів R , X_L і X_C .

Якщо в трикутнику напруг (рис. 3.13, б) довжини боків поділити на струм I , то отримаємо трикутник опорів, котрий показано на рис. 3.13, в. Цей трикутник наочно ілюструє співвідношення активного, реактивного і повного опорів і сприяє їхньому взаємному вираженню, в тому числі з використанням фазового зсуву φ . Сполучення, що часто повторюється, позначено:

$$X = X_L - X_C \quad (3.34)$$

і цю величину X названо реактивним опором.

Приклад 3.4. Розрахунок ділянки кола з послідовним з'єднанням ідеальних елементів.

Нехай для електричного кола за рис. 3.12 задано: діюче значення напруги $U=100$ В; опори елементів $R=40$ Ом; $X_L=30$ Ом; $X_C=60$ Ом. Визначити інші електричні величини для цього кола і побудувати векторну діаграму.

Повний опір ділянки кола (3.32):

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} = \sqrt{40^2 + (30 - 60)^2} = 50 \text{ Ом.}$$

Діючі значення струму і напруг на ідеальних елементах з (3.31) і (3.29):

$$I = \frac{U}{Z} = \frac{100}{50} = 2 \text{ А; } U_R = RI = 40 \cdot 2 = 80 \text{ В;}$$

$$U_L = X_L I = 30 \cdot 2 = 60 \text{ В;}$$

$$U_C = X_C I = 60 \cdot 2 = 120 \text{ В.}$$

Фазовий зсув між напругою U і струмом I (3.33):

$$\begin{aligned} \varphi &= \arctg \frac{X_L - X_C}{R} = \arctg \frac{30 - 60}{40} = \\ &= \arctg(-0,75) = -36,9^\circ. \end{aligned}$$

Для перевірки отриманих співвідношень побудуємо векторну діаграму. Виберемо вказані на рис. 3.14 масштаби струму

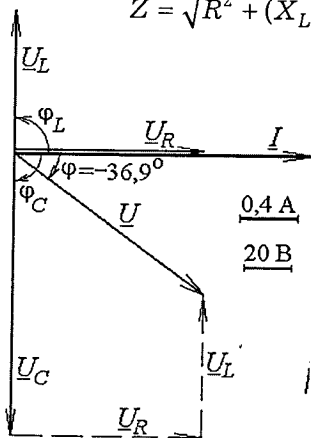


Рис. 3.14. Векторна діаграма до прикладу 3.4

і напруг. Першим проведемо вектор струму, обравши довільно його початкову фазу $\psi_i = 0$ (тоді цей вектор прямує за горизонтальною віссю). Під кутом $\varphi_R = 0$ відносно струму проводимо вектор \underline{U}_R , під кутом $\varphi_L = 90^\circ$ – вектор \underline{U}_L і під кутом $\varphi_C = -90^\circ$ – вектор \underline{U}_C .

Підсумуємо вектори за формулою (3.30) і отримаємо вектор загальної напруги ділянки кола. Якщо виміряти довжину цього вектора і помножити на масштаб напруг, то отримаємо $U = 100$ В, а також вимірюванням отримаємо фазовий зсув $\varphi = -36,9^\circ$. Початкова фаза напруги з (3.6) $\psi_u = \psi_i + \varphi = -36,9^\circ$.

3.5. Співвідношення напруги і струму на ділянці кола з паралельним з'єднанням ідеальних елементів

Скористаємося першим законом Кірхгофа (1.32) для ділянки кола за рис. 3.15:

$$i = i_R + i_L + i_C.$$

Тут усі величини синусоїдні, тому перейдемо до векторного зображення струмів (3.10):

$$\underline{I} = \underline{I}_R + \underline{I}_L + \underline{I}_C. \quad (3.35)$$

Виразимо струми через загальну напругу ділянки кола, переходячи при цьому від відомих виразів з опорами (3.19), (3.23) і (3.27) до виразів з провідностями:

$$I_R = \frac{U}{R} = UG; \quad I_L = \frac{U}{X_L} = UB_L; \quad I_C = \frac{U}{X_C} = UB_C, \quad (3.36)$$

де G – активна провідність резистивного елемента; B_L – реактивна провідність індуктивного елемента; B_C – реактивна провідність ємнісного елемента, що вимірюються в сименсах [См] і для одиничних елементів визначаються таким чином:

$$G = \frac{1}{R}; \quad B_L = \frac{1}{X_L}; \quad B_C = \frac{1}{X_C}. \quad (3.37)$$

Будуємо векторну діаграму (рис. 3.16, а), прийнявши за базовий вектор напруги U , тому що він є однаковим для всіх віток на рис. 3.15. Для напруги візьмемо початкову фазу $\Psi_u = 0$ довільно і тоді вектор U проводимо горизонтально. Вектори струмів віток проводимо відносно вектора U під відомими кутами (3.20), (3.24) і (3.28) – фазовими зсувами: I_R збігається із U ; I_L відстає від U на 90° ; I_C випереджає U на 90° (фазовий зсув -90°). У цьому випадку

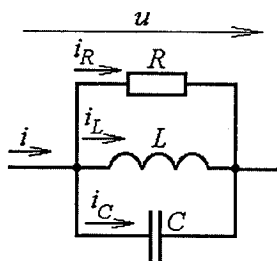


Рис. 3.15. Паралельне з'єднання елементів

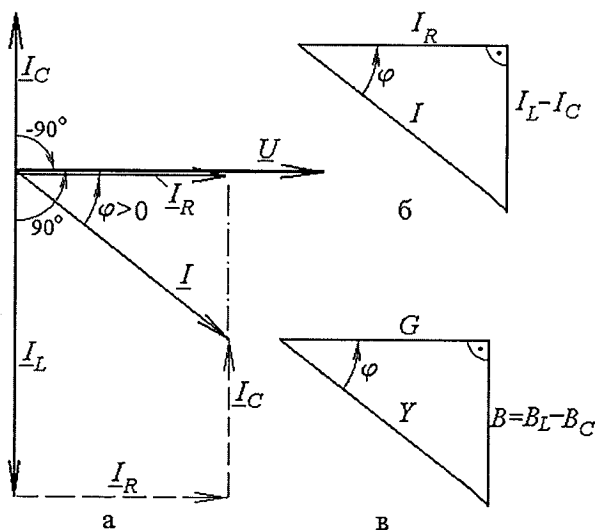


Рис. 3.16. Графічне подання співвідношень величин для ділянки кола з паралельним з'єднанням ідеальних елементів

припустимо, що $B_L > B_C$, тому вектор I_L отримаємо довшим, ніж вектор I_C , хоча можливі й інші співвідношення довжин усіх векторів.

Вектор загальної струму I отримуюмо додаванням векторів струмів віток за формулою (3.35). Із отриманої діаграми (рис. 3.16, а) виділимо трикутник струмів (рис. 3.16, б). Із нього на основі геометричних спів-

відношень та з урахуванням (3.36) маємо такі вирази:

$$I = \sqrt{I_R^2 + (I_L - I_C)^2} = \sqrt{U^2 G^2 + (UB_L - UB_C)^2} = U \sqrt{G^2 + (B_L - B_C)^2}.$$

Тут вводяться поняття і позначення:

$$Y = \sqrt{G^2 + (B_L - B_C)^2} \quad (3.38)$$

– повна провідність ділянки кола з паралельним з'єднанням ідеальних елементів;

$$B = B_L - B_C \quad (3.39)$$

– реактивна провідність.

Для ділянки кола, що розглядається, закон Ома має вираз:

$$I = UY. \quad (3.40)$$

Якщо на боках трикутника (рис. 3.16, б) струми записати через (3.40) і (3.36), а потім скрізь скоротити напругу U , то на рис. 3.16, в отримуємо подібний трикутник. Він називається *трикутником провідностей* і може використовуватися для взаємного вираження присутніх у ньому величин.

Фазовий зсув між напругою і струмом з рис. 3.16 б, в:

$$\varphi = \arctg \frac{I_L - I_C}{I_R} = \arctg \frac{B_L - B_C}{G} = \arctg \frac{B}{G}; \quad (3.41)$$

його можливий діапазон $-\frac{\pi}{2} \leq \varphi \leq \frac{\pi}{2}$ залежить від співвідношення провідностей елементів, а на рис. 3.16 отримана величина $\varphi > 0$.

Приклад 3.5. Розрахунок ділянки кола з паралельним з'єднанням ідеальних елементів.

Нехай для ділянки електричного кола за рис. 3.15 задано: діюче значення напруги $U = 100$ В; опори елементів $R = 33,3$ Ом; $X_L = 50$ Ом; $X_C = 16,7$ Ом. Визначити решту електричних величин для цієї ділянки і побудувати векторну діаграму.

Провідності елементів за формулами (3.37):

$$G = \frac{1}{R} = \frac{1}{33,3} = 0,03 \text{ См}; B_L = \frac{1}{X_L} = \frac{1}{50} = 0,02 \text{ См};$$

$$B_C = \frac{1}{X_C} = \frac{1}{16,7} = 0,06 \text{ См}.$$

Струми в паралельних вітках за формулами (3.36):

$$I_R = UG = 3 \text{ А}; I_L = UB_L = 2 \text{ А}; I_C = UB_C = 6 \text{ А}.$$

Повна провідність ділянки кола (3.38):

$$Y = \sqrt{G^2 + (B_L - B_C)^2} = \sqrt{0,03^2 + (0,02 - 0,06)^2} = 0,05 \text{ См}.$$

Діюче значення загального струму (3.40) кола, який споживається із мережі:

$$I = UY = 100 \cdot 0,05 = 5 \text{ А}.$$

Фазовий зсув між напругою U і струмом I за формулою (3.41):

$$\begin{aligned} \varphi &= \arctg \frac{B_L - B_C}{G} = \arctg \frac{0,02 - 0,06}{0,03} = \\ &= \arctg(-1,333) = -53,1^\circ. \end{aligned}$$

Для перевірки отриманих співвідношень побудуємо векторну діаграму. Оберемо вказані на рис. 3.17 масштаби струмів і напруги. Першим проведемо вектор напруги, обравши довільно її початкову фазу $\psi_u = 0$ (тоді цей вектор направляється за горизонтальною віссю). Під кутом $\varphi_R = 0$ відносно вектора напруги проводиться вектор I_R ; під кутом $\varphi_L = 90^\circ$ — вектор I_L і під кутом $\varphi_C = -90^\circ$ — вектор I_C .

Початкова фаза струму з формули (3.6):

$$\Psi_i = \Psi_u - \varphi = 53,1^\circ.$$

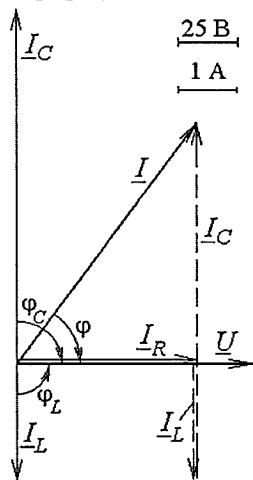


Рис. 3.17. Векторна діаграма до прикладу 3.5

3.6. Взаємні перетворення ділянок кола з послідовним і паралельним з'єднанням ідеальних елементів

Задача полягає в тому, щоб задану ділянку електричного кола з послідовним з'єднанням ідеальних елементів (рис. 3.18, а) перетворити на ділянку з паралельним з'єднанням аналогічних елементів (рис. 3.18, б). Тобто, якщо на рис. 3.18, а задано опори R , X_L і X_C , то належить знайти провідності G , B_L і B_C на рис. 3.18, б.

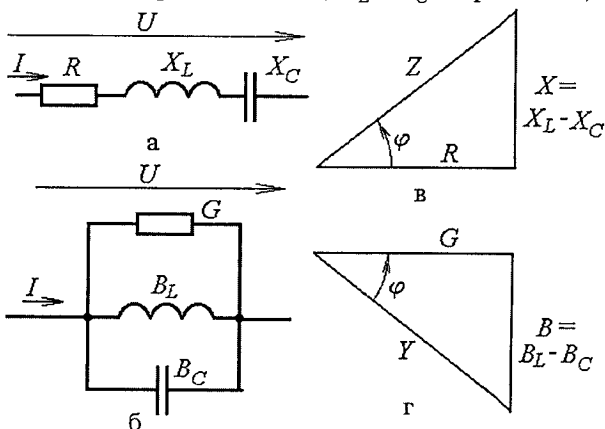


Рис. 3.18. До взаємного перетворення ділянок електричного кола умовою еквівалентної заміни є збереження на вхідних затискачах кола напруги U і струму I та фазового зсуву φ між ними. Обґрунтувати перетворення можна таким чином.

Повний опір ділянки кола за рис. 3.18, а визначається за вже відомою формулою (3.32): $Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$.

З іншого боку, на підставі закону Ома повний опір для цього ж кола може бути виражений з (3.31) так: $Z = \frac{U}{I}$; а повна провідність для кола на рис. 3.18, б з (3.40): $Y = \frac{I}{U}$. Звідси маємо, що:

$$Z = \frac{1}{Y} \text{ або } Y = \frac{1}{Z}. \quad (3.42)$$

Далі скористаємося трикутником опорів (рис. 3.18, в) для кола за рис. 3.18, а і трикутником провідностей (рис. 3.18, г) для кола за рис. 3.18, б. Очевидно, що трикутники подібні, тому що однакові кути (φ зберігається за умовою заміни, ще один кут — прямий, тоді рівні і кути, що залишилися).

Із подібності трикутників $\frac{G}{R} = \frac{Y}{Z}$, тому з урахуванням (3.42) активна провідність:

$$G = \frac{R}{Z^2}. \quad (3.43)$$

Аналогічно зі співвідношення $\frac{B}{X} = \frac{Y}{Z} = \frac{1}{Z^2}$ отримуємо $B = \frac{X}{Z^2}$, а також $B = \frac{X_L - X_C}{Z^2} = B_L - B_C$, тобто індуктивна, ємнісна і реактивна провідності:

$$B_L = \frac{X_L}{Z^2}; \quad B_C = \frac{X_C}{Z^2}; \quad B = B_L - B_C. \quad (3.44)$$

Зворотне перетворення: із тих же пропорцій можна виразити активний та реактивні індуктивний і ємнісний опори:

$$R = \frac{G}{Y^2}; \quad X_L = \frac{B_L}{Y^2}; \quad X_C = \frac{B_C}{Y^2}, \quad (3.45)$$

переходячи від рис. 3.18, б до рис. 3.18, а, де повна провідність ділянки кола на рис. 3.18, б за формулою (3.38):

$$Y = \sqrt{G^2 + (B_L - B_C)^2}.$$

Це все є однією із основ еквівалентних перетворень у колах синусоїдного струму. Але звернемо увагу, що виведені формули перетворення не слід плутати зі взаємним виразом (3.37) опорів і провідностей ідеальних елементів R , L і C , що розташовані у вітках поодиночі (див. рис. 3.15).

Приклад 3.6. Перетворення ділянок кола синусоїдного струму.

Нехай на рис. 3.18, а опори ідеальних елементів: $R=8$ Ом; $X_L=30$ Ом; $X_C=15$ Ом. Визначимо провідності на еквівалентній ділянці за рис. 3.18, б.

Розрахунки виконуємо за відомими вже формулами (3.32), (3.43) і (3.44): повний опір ділянки кола на рис. 3.18, а і провідності елементів на рис. 3.18, б:

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} = \sqrt{8^2 + (30 - 15)^2} = 17 \text{ Ом};$$

$$G = \frac{R}{Z^2} = \frac{8}{17^2} = 0,02768 \text{ См}; \quad B_L = \frac{X_L}{Z^2} = \frac{30}{17^2} = 0,1038 \text{ См};$$

$$B_C = \frac{X_C}{Z^2} = \frac{15}{17^2} = 0,0519 \text{ См}.$$

Для перевірки проведемо зворотне перетворення (3.45) від провідностей паралельно з'єднаних елементів (рис. 3.18, б) до опорів

послідовно з'єднаних елементів (рис. 3.18, а): повна провідність ділянки кола за рис. 3.18, б і опори елементів на рис. 3.18, а за формулами (3.38) і (3.45):

$$Y = \sqrt{G^2 + (B_L - B_C)^2} = \sqrt{0,02768^2 + (0,1038 - 0,0519)^2} = 0,05882 \text{ См};$$

$$R = \frac{G}{Y^2} = \frac{0,02768}{0,05882^2} = 8 \text{ Ом}; \quad X_L = \frac{B_L}{Y^2} = \frac{0,1038}{0,05882^2} = 30 \text{ Ом};$$

$$X_C = \frac{B_C}{Y^2} = \frac{0,0519}{0,05882^2} = 15 \text{ Ом}.$$

3.7. Загальні випадки послідовного і паралельного з'єднання елементів

Будь-яке *послідовне з'єднання* ідеальних елементів (рис. 3.19) можна привести до трьох послідовно з'єднаних елементів R, L, C (див. рис. 3.12) з еквівалентними опорами:

$$R = \sum_{k=1}^p R_k; \quad X_L = \sum_{k=1}^l X_{L_k}; \quad X_C = \sum_{k=1}^n X_{C_k}, \quad (3.46)$$

де p, l, n – кількості однойменних елементів, з'єднаних послідовно.

Так, наприклад, для вітки електричного кола за рис. 3.19 повний еквівалентний опір визначиться так:

$$Z = \sqrt{(R_1 + R_2)^2 + (X_{L1} - X_{C1} + X_{L2} - X_{C2})^2}.$$

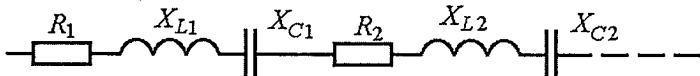


Рис. 3.19. Послідовне з'єднання ідеальних елементів

Будь-яке *паралельне з'єднання* (рис. 3.20) можна привести до трьох паралельно з'єднаних елементів R, L, C (див. рис. 3.15) з

еквівалентними провідностями:

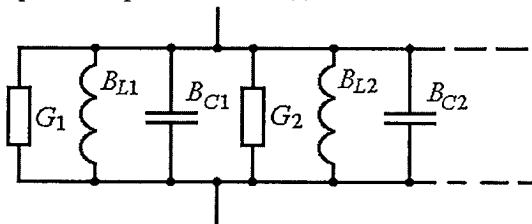


Рис. 3.20. Паралельне з'єднання ідеальних елементів

$$G = \sum_{k=1}^p G_k;$$

$$B_L = \sum_{k=1}^l B_{L_k}; \quad (3.47)$$

$$B_C = \sum_{k=1}^n B_{C_k},$$

де p, l, n – кількості з'єднаних паралельно однойменних елементів.

Так, наприклад, для вітки електричного кола за рис. 3.20 повна еквівалентна провідність визначиться так:

$$Y = \sqrt{(G_1 + G_2)^2 + (B_{L1} - B_{C1} + B_{L2} - B_{C2})^2}.$$

Приклад 3.7. Розрахунок кола синусоїдного струму з паралельним з'єднанням приймачів електроенергії:

У схемі за рис. 3.21 задано діюче значення напруги джерела $U = 120$ В і параметри елементів: $R_1 = 13$ Ом; $R_3 = 8$ Ом; $X_{L1} = 9,4$ Ом; $X_{L3} = 20,4$ Ом; $X_{C1} = 31,8$ Ом; $X_{C2} = 35,3$ Ом. Визначити струми приймачів і джерела.

Розв'язання. Повні опори кожної із трьох віток кола:

$$Z_1 = \sqrt{R_1^2 + (X_{L1} - X_{C1})^2} = 25,9 \text{ Ом};$$

$$Z_2 = X_{C2} = 35,3 \text{ Ом};$$

$$Z_3 = \sqrt{R_3^2 + X_{L3}^2} = 21,9 \text{ Ом}.$$

Струми віток і їхні фазові зсуви відносно напруги:

$$I_1 = \frac{U}{Z_1} = 4,63 \text{ А}; \quad I_2 = \frac{U}{Z_2} = 3,4 \text{ А}; \quad I_3 = \frac{U}{Z_3} = 5,48 \text{ А};$$

$$\varphi_1 = \arctg \frac{X_{L1} - X_{C1}}{R_1} = \arctg \frac{9,4 - 31,8}{13} = \arctg(-1,723) = -59,9^\circ;$$

$$\varphi_2 = -90^\circ \text{ (ємнісний елемент з (3.28))}; \quad \varphi_3 = \arctg \frac{X_{L3}}{R_3} = 68,6^\circ.$$

Струм джерела I визначимо *трьома різними способами*.

1. Графічний метод на основі використання векторної діаграми.

При її побудові на рис. 3.22 вектори будуються в указаних масштабах. Спочатку доцільно побудувати вектор напруги \underline{U} , узявши його початкову фазу $\psi_u = 0$. Вектори струмів \underline{I}_1 , \underline{I}_2 і \underline{I}_3 відносно \underline{U} побудовані під кутами зсуву фаз φ_1 , φ_2 і φ_3 , причому кути, з урахуванням їхнього знака, відкладають від струмів до напруги.

Струм джерела отримуємо на основі першого закону Кірхгофа:

$$\underline{I} = \underline{I}_1 + \underline{I}_2 + \underline{I}_3$$

геометричним додаванням на векторній діаграмі (рис. 3.22). Вимірюючи довжину вектора \underline{I} , отримуємо діюче значення струму $I \approx 5$ А, виміряний фазовий зсув $\varphi \approx -30^\circ$ між \underline{I} і \underline{U} .

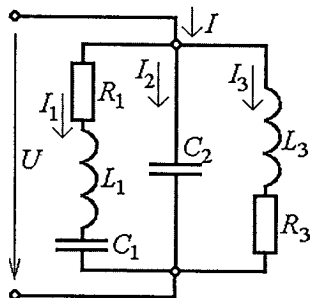


Рис. 3.21. Схема заміщення електричного кола з паралельним з'єднанням приймачів електроенергії

2. Більш точні результати можна отримати безпосередніми розрахунками, застосовуючи **розкладання векторів струму на активні і реактивні складові**: перші паралельні вектору \underline{U} , другі перпендикулярні до нього. Розкладання векторів на складові показано на векторній діаграмі (рис. 3.23), а значення складових отримані наступним чином:

$$I_{1a} = I_1 \cos \varphi_1 = 2,32 \text{ A};$$

$$I_{1p} = I_1 \sin \varphi_1 = -4,0 \text{ A};$$

$$I_{2a} = I_2 \cos \varphi_2 = 0;$$

$$I_{2p} = I_2 \sin \varphi_2 = -3,4 \text{ A};$$

$$I_{3a} = I_3 \cos \varphi_3 = 2,0 \text{ A};$$

$$I_{3p} = I_3 \sin \varphi_3 = 5,1 \text{ A}.$$

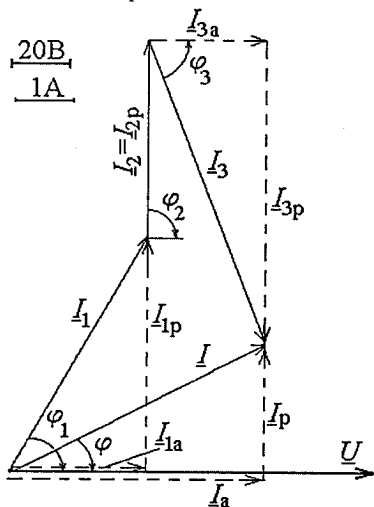


Рис. 3.23. Використання активних і реактивних складових струмів

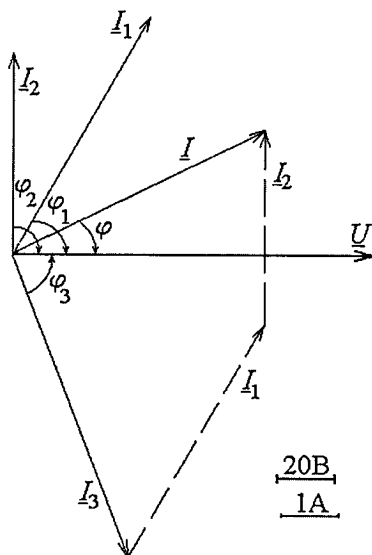


Рис. 3.22. Векторно-графічне визначення струму

Активна і реактивна складові струму джерела і його діюче значення

$$I_a = I_{1a} + I_{2a} + I_{3a} = 4,32 \text{ A};$$

$$I_p = I_{1p} + I_{2p} + I_{3p} = -2,3 \text{ A};$$

$$I = \sqrt{I_a^2 + I_p^2} = 4,89 \text{ A};$$

фазовий зсув цього струму по відношенню до напруги

$$\varphi = \arctg \frac{I_p}{I_a} = -28^\circ.$$

Уточнення результатів очевидно.

3. Аналітичний розрахунок з використанням провідностей.

Активні і реактивні провідності трьох віток кола на рис. 3.21 за формулами (3.43), (3.44):

$$G_1 = \frac{R_1}{Z_1^2} = \frac{13}{25,9^2} = 0,01938 \text{ См};$$

$$B_1 = \frac{X_{L1} - X_{C1}}{Z_1^2} = \frac{9,4 - 31,8}{25,9^2} = -0,03339 \text{ См};$$

$$G_2 = 0; \quad B_2 = \frac{-X_{C2}}{Z_2^2} = -\frac{1}{X_{C2}} = -\frac{1}{35,3} = -0,02833 \text{ См};$$

$$G_3 = \frac{R_3}{Z_3^2} = \frac{8}{21,9^2} = 0,01668 \text{ См}; \quad B_3 = \frac{X_{L3}}{Z_3^2} = \frac{20,4}{21,9^2} = 0,04253 \text{ См}.$$

Еквівалентні активна, реактивна і повна провідності всього кола:

$$G = G_1 + G_2 + G_3 = 0,01938 + 0 + 0,01668 = 0,03606 \text{ См};$$

$$B = B_1 + B_2 + B_3 = -0,03339 - 0,02833 + 0,04253 = -0,01919 \text{ См};$$

$$Y = \sqrt{G^2 + B^2} = \sqrt{0,03606^2 + (-0,01919)^2} = 0,04085 \text{ См}.$$

Струм джерела і його фазовий зсув по відношенню до напруги:

$$I = UY = 120 \cdot 0,04085 = 4,902 \text{ А};$$

$$\varphi = \arctg \frac{B}{G} = \arctg \frac{-0,01919}{0,03606} = -28,02^\circ.$$

Ми отримали практично ті ж результати, що і в пункті 2.

3.8. Змішане з'єднання приймачів електроенергії

При змішаному з'єднанні приймачів використовують взаємні перетворення ділянок з послідовним і паралельним з'єднаннями ідеальних елементів (3.43), (3.44), (3.45), а також загальні випадки спрощення ділянок з послідовним (3.46) або паралельним (3.47) з'єднаннями ідеальних елементів. Розглянемо це на конкретному прикладі схеми заміщення, яка показана на рис. 3.24, а.

1 етап. Заміна ділянок (R_2 , X_{C2}) і (R_3 , X_{L3}) з послідовним з'єднанням елементів на ділянки з паралельним з'єднанням елементів, для яких визначаються провідності:

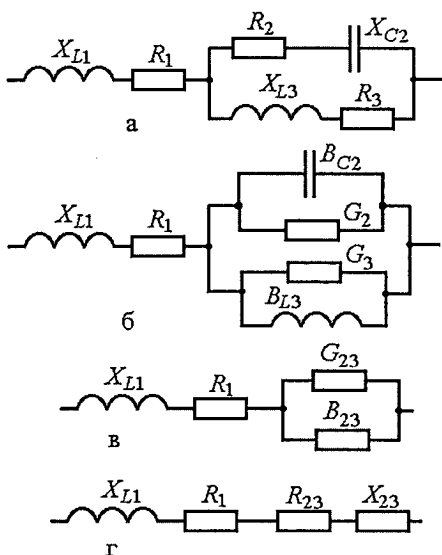


Рис. 3.24. Етапи еквівалентних перетворень

$$G_2 = \frac{R_2}{Z_2^2}; \quad B_{C2} = \frac{X_{C2}}{Z_2^2}; \quad G_3 = \frac{R_3}{Z_3^2}; \quad B_{L3} = \frac{X_{L3}}{Z_3^2},$$

де повні опори ділянок, що замінюються:

$$Z_2 = \sqrt{R_2^2 + (-X_{C2})^2}; \quad Z_3 = \sqrt{R_3^2 + X_{L3}^2}.$$

Отримуємо еквівалентну схему, що показана на рис. 3.24, б.

2 етап. Спрощення ділянки з паралельним з'єднанням елементів, що мають провідності G_2, B_{C2}, G_3, B_{L3} , до ділянки з двома паралельно з'єднаними елементами з еквівалентними провідностями $G_{23} = G_2 + G_3$; $B_{23} = B_{L3} - B_{C2}$. Отримаємо еквівалентну схему за рис. 3.24, в. Реактивний елемент B_{23} буде індуктивним елементом, якщо $B_{23} > 0$, і ємнісним елементом при $B_{23} < 0$.

3 етап. Заміна паралельно з'єднаних елементів з провідностями G_{23} і B_{23} послідовно з'єднаними елементами з опорами:

$$R_{23} = \frac{G_{23}}{Y_{23}^2}; \quad X_{23} = \frac{B_{23}}{Y_{23}^2},$$

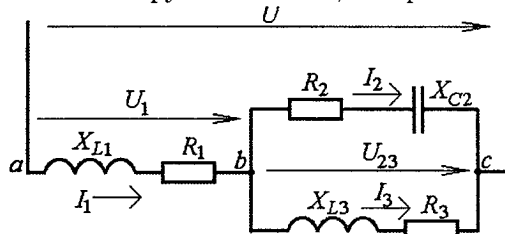
де повна провідність ділянки, що змінюється, $Y_{23} = \sqrt{G_{23}^2 + B_{23}^2}$. Отримаємо еквівалентну схему за рис. 3.24, г, де тип елемента X_{23} відповідає типу елемента B_{23} .

4 етап. Еквівалентний повний опір послідовно з'єднаних елементів (рис. 3.24, г), і, отже, всього кола (рис. 3.24, а) $Z_E = \sqrt{(R_1 + R_{23})^2 + (X_{L1} \pm X_{23})^2}$, де знак перед X_{23} береться залежно від того, який ідеальний елемент отримано для X_{23} , індуктивний або ємнісний.

Приклад 3.8. Розрахунок ділянки кола зі змішаним з'єднанням приймачів електроенергії.

Нехай для електричного кола на рис. 3.24, а задано: діюче значення напруги $U = 100$ В; опори елементів $R_1 = 8$ Ом; $X_{L1} = 15$ Ом;

$R_2 = 30$ Ом; $X_{C2} = 30$ Ом;
 $R_3 = 45$ Ом; $X_{L3} = 60$ Ом. Визначити струми у вітках кола, напруги на її ділянках, побудувати векторну діаграму.



Для розв'язання поставленої задачі перерисуємо дану схему з позначеннями

струмів і напруг (рис. 3.25).

У відповідності з уже розглянутими еквівалентними перетвореннями за схемами на рис. 3.24 розрахуємо еквівалентні провідності й опори.

Повні опори, активні і реактивні провідності віток на ділянці кола bc :

$$Z_2 = \sqrt{R_2^2 + (-X_{C2})^2} = \sqrt{30^2 + (-30)^2} = 42,43 \text{ Ом};$$

$$G_2 = \frac{R_2}{Z_2^2} = \frac{30}{42,43^2} = 0,01667 \text{ См};$$

$$B_{C2} = \frac{X_{C2}}{Z_2^2} = \frac{30}{42,43^2} = 0,01667 \text{ См};$$

$$Z_3 = \sqrt{R_3^2 + X_{L3}^2} = \sqrt{45^2 + 60^2} = 75 \text{ Ом};$$

$$G_3 = \frac{R_3}{Z_3^2} = \frac{45}{75^2} = 0,008 \text{ См}; \quad B_{L3} = \frac{X_{L3}}{Z_3^2} = \frac{60}{75^2} = 0,01067 \text{ См}.$$

Еквівалентні активна, реактивна і повна провідності ділянки bc :

$$G_{23} = G_2 + G_3 = 0,01667 + 0,008 = 0,02467 \text{ См};$$

$$B_{23} = B_{L3} - B_{C2} = 0,01067 - 0,01667 = -0,00600 \text{ См};$$

$$Y_{23} = \sqrt{G_{23}^2 + B_{23}^2} = \sqrt{0,02467^2 + (-0,006)^2} = 0,02538 \text{ См}.$$

Еквівалентні активний і реактивний опори ділянки bc :

$$R_{23} = \frac{G_{23}}{Y_{23}^2} = \frac{0,02467}{0,02538^2} = 38,29 \text{ Ом};$$

$$X_{23} = \frac{B_{23}}{Y_{23}^2} = \frac{-0,006}{0,02538^2} = -9,31 \text{ Ом}.$$

Еквівалентний повний опір усього кола:

$$Z_E = \sqrt{(R_1 + R_{23})^2 + (X_{L1} + X_{23})^2} = \\ = \sqrt{(8 + 38,29)^2 + (15 - 9,31)^2} = 46,64 \text{ Ом}.$$

Діюче значення струму, що споживається із мережі:

$$I_1 = \frac{U}{Z_E} = \frac{100}{46,64} = 2,145 \text{ А}.$$

Повний опір і спад напруги на ділянці ab :

$$Z_1 = \sqrt{R_1^2 + X_{L1}^2} = \sqrt{8^2 + 15^2} = 17 \text{ Ом};$$

$$U_1 = Z_1 I_1 = 17 \cdot 2,145 = 36,47 \text{ В}.$$

Перевірка виконується за векторною діаграмою на підставі першого і другого законів Кірхгофа: $\underline{I}_1 = \underline{I}_2 + \underline{I}_3$; $\underline{U} = \underline{U}_1 + \underline{U}_{23}$.

3.9. Потужність у колах синусоїдного струму

3.9.1. Потужність на ідеальних елементах

У всіх випадках візьмемо довільно початкову фазу струму $\Psi_i = 0$ і будемо виходити із такої його синусоїдної функції:

$$i = I_m \sin \omega t. \quad (3.48)$$

Також скористаємось відомою із тригонометрії формулою:

$$\sin \alpha \cdot \sin \beta = \frac{1}{2} [\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta)],$$

де α і β — деякі кути.

1. Ідеальний резистивний елемент R (рис. 3.27). Початкові фази напруги і струму на елементі, що розглядається, збігаються (див. рис. 3.8): $\Psi_u = \Psi_i$, тому в даному випадку маємо таку функцію напруги: $u = U_m \sin \omega t$.

Визначимо аналітичну функцію миттєвої потужності (1.42):

$$\begin{aligned} p_R = ui &= U_m I_m \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} = \\ &= UI(1 - \cos 2\omega t), \end{aligned} \quad (3.49)$$

(враховано, що за (3.7), (3.8) $U_m = \sqrt{2}U$, $I_m = \sqrt{2}I$).

Графік цієї функції $p_R(t)$ подано на рис. 3.27. Очевидно, що ця потужність завжди тільки позитивна (у крайньому випадку — нульова). Таким чином, резистивним елементом електрична енергія забирається із мережі безповоротно (перетворюється в теплову енергію).

Енергетичний процес оцінюється середнім значенням потужності за період T — це *активна потужність* (1.46):

$$P_R = \frac{1}{T} \int_0^T p_R dt = \frac{UI}{T} \int_0^T (1 - \cos 2\omega t) dt = UI. \quad (3.50)$$

Активну потужність на ідеальному резистивному елементі можна подати ще так:

$$P_R = U_R I = RI^2, \quad (3.51)$$

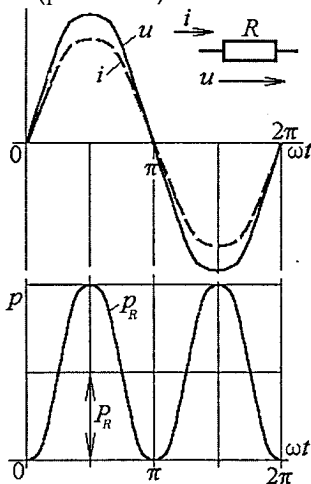


Рис. 3.27. Часові функції напруги, струму і потужності на ідеальному резистивному елементі

з урахуванням (3.19). Вона вимірюється в [Вт] (для наочності до напруги додали індекс R).

2. Ідеальний індуктивний елемент L (рис. 3.28). На цьому елементі початкова фаза напруги з (3.21) $\Psi_u = \Psi_i + \frac{\pi}{2} = \frac{\pi}{2}$. Тому при функції струму (3.48) маємо відповідні функції напруги $u = U_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)$ і миттєвої потужності:

$$p_L = ui = \frac{U_m I_m}{2} \left[\cos \frac{\pi}{2} - \cos \left(2\omega t + \frac{\pi}{2} \right) \right] = UI \sin 2\omega t. \quad (3.52)$$

Графіки часових функцій струму, напруги і потужності подані на рис. 3.28.

У цьому разі середня за період, тобто активна потужність (1.46) $P = 0$. Отже енергія в цілому не витрачається, а відбувається коливальний процес: якщо $p_L > 0$, то енергія забирається із мережі і запасається в магнітному полі; якщо $p_L < 0$, то енергія повертається до мережі.

Енергетичний процес оцінюється амплітудою коливання потужності, що позначається Q_L і називається

реактивною потужністю індуктивного елемента

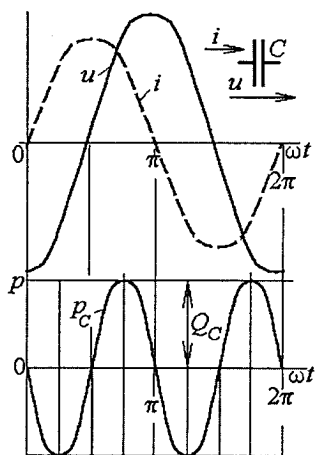


Рис. 3.29. Часові функції напруги, струму і потужності на ідеальному ємнісному елементі

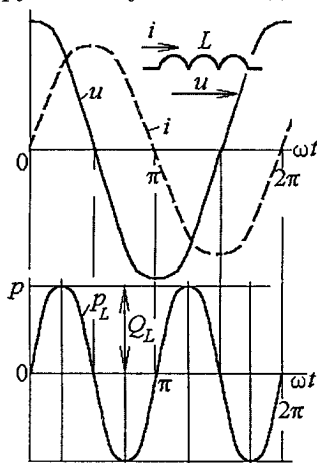


Рис. 3.28. Часові функції напруги, струму і потужності на ідеальному індуктивному елементі

$$Q_L = U_L I = X_L I^2, \quad (3.53)$$

з урахуванням (3.23) (до U додали індекс L).

3. Ідеальний ємнісний елемент C (рис. 3.29). На цьому елементі початкова фаза напруги з (3.25) $\Psi_u = \Psi_i - \frac{\pi}{2} = -\frac{\pi}{2}$. Тому при заданій функції струму (3.48)

маємо відповідні функції напруги $u = U_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$ і миттєвої потужності:

$$p_C = ui = \frac{U_m I_m}{2} \left[\cos\left(-\frac{\pi}{2}\right) - \cos\left(2\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \right] = -UI \sin 2\omega t. \quad (3.54)$$

Графіки всіх функцій показані на рис. 3.29. Середнє значення потужності (1.46) $P=0$ і енергія в цілому не витрачається.

І в цьому випадку відбувається коливальний процес перекачки енергії. Вона то споживається із мережі і запасується в електричному полі ($p_C > 0$), то повертається до мережі ($p_C < 0$).

Амплітуда коливань потужності в (3.54) — *реактивна ємнісна потужність* [вар]:

$$Q_C = U_C I = X_C I^2, \quad (3.55)$$

з урахуванням (3.27) (для наочності до напруги додали індекс C).

3.9.2. Потужність на ділянці кола з послідовним з'єднанням ідеальних елементів R, L, C

Задача полягає в тому, щоб виразити потужність кола за рис. 3.30 через величини вхідних напруги $u = U_m \sin(\omega t + \varphi)$ і струму $i = I_m \sin \omega t$, де $\varphi = \arctg \frac{X_L - X_C}{R}$ — фазовий зсув (3.33) між ними. Для прикладу візьмемо $\varphi = \frac{\pi}{3}$ і покажемо графіки функцій напруги і струму на рис. 3.31.

Миттєва потужність $p = ui$. При поточковому помноженні на рис. 3.31 побудуємо графік цієї функції.

Для її аналітичного виразу скористуємося раніше виведеними формулами миттєвих потужностей (3.49), (3.52) і (3.54) окремих елементів з урахуванням того, що вони кожний має свою напругу, але один і той же струм. Тоді миттєва потужність усієї ділянки кола, що розглядається на рис. 3.30:

$$p = p_R + p_L + p_C = U_R I (1 - \cos 2\omega t) + (U_L I - U_C I) \sin 2\omega t. \quad (3.56)$$

Середнє значення потужності P , показане на рис. 3.31, — активна потужність. Вона забезпечується тільки додатком p_R , тобто безпосередньо зв'язана тільки з резистивним елементом. Тому, з урахуванням раніше отриманої формули (3.51), маємо: $P = U_R I = RI^2$.

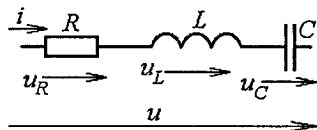


Рис. 3.30. Ділянка з послідовним з'єднанням ідеальних елементів

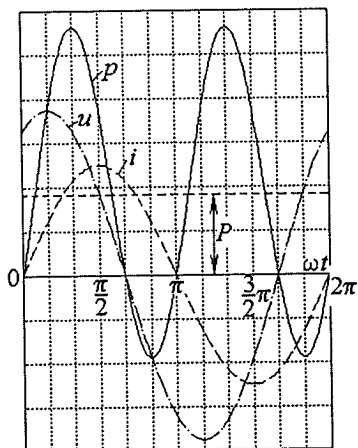


Рис. 3.31. Часові функції напруги, струму і потужності у загальному випадку

$U_C = X_C I$ і з трикутника опорів, де $X_L - X_C = Z \sin \varphi$.

Конкретно:

$$Q = U_L I - U_C I = (U_L - U_C) I = (X_L I - X_C I) I = (X_L - X_C) \cdot I \cdot I = Z \cdot I \cdot I \cdot \sin \varphi,$$

або

$$Q = UI \sin \varphi \quad (3.58)$$

— реактивна потужність [вар] усієї ділянки кола, яка характеризує коливальний процес обміну енергією між мережею і цією ділянкою.

Окрім активної і реактивної потужностей введено поняття повної (або уявної) потужності:

$$S = UI. \quad (3.59)$$

Ця потужність використовується як оцінка потенційних можливостей кола, що розглядається, або будь-якого іншого пристрою. Одиниця вимірювання S — [В·А] (вольт-ампер).

Номинальна потужність ряду пристроїв змінного струму звичайно задається саме повною потужністю.

Розглянуті потужності знаходяться в квадратурі:

$$S^2 = P^2 + Q^2, \quad (3.60)$$

що ілюструє трикутник потужностей на рис. 3.32.

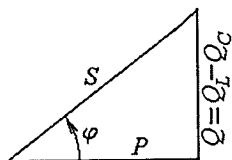


Рис. 3.32. Трикутник потужностей

Приклад 3.9. Розрахунок потужностей на ділянці кола з послідовним з'єднанням ідеальних елементів.

Нехай для електричного кола за рис. 3.30 задано: діюче значення напруги $U=100$ В; опори елементів $R=40$ Ом; $X_L=30$ Ом; $X_C=60$ Ом. Визначити потужності для цієї ділянки кола.

Діюче значення струму та фазовий зсув між напругою U і струмом I :

$$I = \frac{U}{Z} = \frac{U}{\sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}} = \frac{100}{50} = 2 \text{ А};$$

$$\varphi = \arctg \frac{X_L - X_C}{R} = \arctg \frac{30 - 60}{40} = \arctg(-0,75) = -36,9^\circ.$$

Повна, активна і реактивна потужності ділянки кола:

$$S = UI = 100 \cdot 2 = 200 \text{ ВА};$$

$$P = UI \cos \varphi = 100 \cdot 2 \cdot \cos(-36,9^\circ) = 160 \text{ Вт};$$

$$Q = UI \sin \varphi = 100 \cdot 2 \cdot \sin(-36,9^\circ) = -120 \text{ вар.}$$

Потужності окремих елементів $P_R = RI^2 = 40 \cdot 2^2 = 160$ Вт;

$Q_L = X_L I^2 = 30 \cdot 2^2 = 120$ вар. $Q_C = X_C I^2 = 60 \cdot 2^2 = 240$ вар.

Очевидно, що потужності всієї ділянки дорівнюють потужностям, які отримуються приймачами: $P = P_R$; $Q = Q_L - Q_C$.

3.9.3. Потужності в загальному випадку кола синусоїдного струму

Загальний випадок кола синусоїдного струму подамо у вигляді деякого пасивного двополюсника Π , усередині якого може бути будь-яке електричне коло з будь-яким набором пасивних елементів R, L, C .

Нехай на входних затискачах пасивного двополюсника Π (рис. 3.33) існують напруга і струм з діючими значеннями U, I , фазовий зсув між ними — φ .

Будь-яке коло може бути перетворено до простішого, тобто до трьох послідовно з'єднаних ідеальних елементів (див. рис. 3.30) при збереженні на зовнішніх затискачах величин U, I, φ . Тому скористаємося і в загальному випадку вже виведеними для випадку на рис. 3.30 формулами повної (3.59), активної (3.57) і реактивної (3.58) потужностей:

$$S = UI; \quad P = UI \cos \varphi; \quad Q = UI \sin \varphi. \quad (3.61)$$

Ці ж формули можна отримати, використовуючи загальні вирази для струму і напруги на вході двополюсника: $i = I_m \sin \omega t$ (беремо $\psi_i = 0$); $u = U_m \sin(\omega t + \varphi)$.

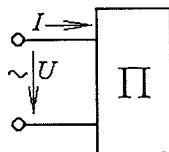


Рис. 3.33. Пасивний двополюсник

Миттєва потужність:

$$\begin{aligned} p &= ui = \frac{I_m U_m}{2} [\cos \varphi - \cos(2\omega t + \varphi)] = \\ &= UI [\cos \varphi - \cos \varphi \cos 2\omega t + \sin \varphi \sin 2\omega t] = \\ &= UI \cos \varphi (1 - \cos 2\omega t) + UI \sin \varphi \sin 2\omega t = p_a + p_p. \end{aligned} \quad (3.62)$$

Тут перша частина — $p_a = UI \cos \varphi (1 - \cos 2\omega t)$ залишається завжди позитивною і характеризує безповоротне отримання енергії із середньою потужністю $P = UI \cos \varphi$, що, як і раніше (3.61), називається активною потужністю.

Друга частина — $p_p = UI \sin \varphi \sin 2\omega t$ має середнє значення, що дорівнює нулю, і характеризує коливання енергії між мережею і двополюсником-приймачем. Амплітуда коливання потужності $Q = UI \sin \varphi$ (3.61), як і раніше, називається реактивною потужністю.

3.9.4. Баланс потужності у колах синусоїдного струму

Сума потужностей, що виробляються всіма джерелами (δ) в даному колі, дорівнює сумі потужностей, що споживаються приймачами (π) в цьому ж колі.

Для кола синусоїдного струму має силу баланс миттєвих потужностей (1.47), але практично баланс складається окремо за активними потужностями:

$$\sum_{k=1}^n P_{\delta, k} = \sum_{k=1}^m P_{\pi, k}; \quad (3.63)$$

й окремо за реактивними потужностями, тобто:

$$\sum_{k=1}^n Q_{\delta, k} = \sum_{k=1}^m Q_{\pi, k}, \quad (3.64)$$

де n — кількість джерел, m — кількість приймачів.

Активні потужності завжди позитивні, а реактивні потужності повинні підсумуватися алгебраїчно, бо можуть мати як позитивний, так і негативний знаки, що підтверджується варіантом формул для них:

$$Q_L = X_L I^2; \quad Q_C = X_C I^2; \quad Q = Q_L - Q_C = X_L I^2 - X_C I^2. \quad (3.65)$$

Приклад 3.10. Розрахунок потужності в колі синусоїдного струму зі змішаним з'єднанням елементів і складання балансу потужності.

Для прикладу скористаємося електричним колом за рис. 3.25, де були задані діюче значення напруги $U = 100$ В; опори елементів $R_1 = 8$ Ом; $X_{L1} = 15$ Ом; $R_2 = 30$ Ом; $X_{C2} = 30$ Ом; $R_3 = 45$ Ом; $X_{L3} = 60$ Ом,

а потім визначено діючі значення струмів у вітках і напруг на його ділянках, а також фазові зсуви між відповідними напругами і струмами:

$$I_1 = 2,145 \text{ A}, U_1 = 36,47 \text{ В}; U_{23} = 84,52 \text{ В}; I_2 = 1,992 \text{ A}; I_3 = 1,127 \text{ A}; \\ \varphi = 7,01^\circ; \varphi_1 = 61,9^\circ; \varphi_2 = -45^\circ; \varphi_3 = 53,1^\circ.$$

На основі цього можна розрахувати потужності, що споживаються із мережі:

$$S = UI_1 = 100 \cdot 2,145 = 214,5 \text{ ВА};$$

$$P = UI_1 \cos \varphi = 100 \cdot 2,145 \cos 7,01^\circ = 212,9 \text{ Вт};$$

$$Q = UI_1 \sin \varphi = 100 \cdot 2,145 \sin 7,01^\circ = 26,2 \text{ вар},$$

а також потужності у трьох вітках кола:

$$S_1 = U_1 I_1 = 36,47 \cdot 2,145 = 78,2 \text{ ВА};$$

$$P_1 = U_1 I_1 \cos \varphi_1 = 36,47 \cdot 2,145 \cos 61,9^\circ = 36,8 \text{ Вт};$$

$$Q_1 = U_1 I_1 \sin \varphi_1 = 36,47 \cdot 2,145 \sin 61,9^\circ = 69,0 \text{ вар};$$

$$S_2 = U_{23} I_2 = 84,52 \cdot 1,992 = 168,2 \text{ ВА};$$

$$P_2 = U_{23} I_2 \cos \varphi_2 = 84,52 \cdot 1,992 \cos(-45^\circ) = 119,0 \text{ Вт};$$

$$Q_2 = U_{23} I_2 \sin \varphi_2 = 84,52 \cdot 1,992 \sin(-45^\circ) = -119,0 \text{ вар};$$

$$S_3 = U_{23} I_3 = 84,52 \cdot 1,127 = 95,2 \text{ ВА};$$

$$P_3 = U_{23} I_3 \cos \varphi_3 = 84,52 \cdot 1,127 \cos 53,1^\circ = 57,1 \text{ Вт};$$

$$Q_3 = U_{23} I_3 \sin \varphi_3 = 84,52 \cdot 1,127 \sin 53,1^\circ = 76,1 \text{ вар}.$$

Баланс активних і реактивних потужностей:

$$P = P_1 + P_2 + P_3; 212,9 = 36,8 + 119,0 + 57,1 \text{ або } 212,9 \text{ Вт} = 212,9 \text{ Вт};$$

$$Q = Q_1 + Q_2 + Q_3; 26,2 \approx 69,0 - 119,0 + 76,1 \text{ або } 26,2 \text{ вар} \approx 26,1 \text{ вар}.$$

Таким чином, баланс потужностей практично збігається.

3.10. Отримання параметрів схем заміщення пасивного двополюсника

Споживачі електроенергії у своїй більшості можуть розглядатися як пасивні двополюсники (див. рис. 3.33), тобто як деякі об'єкти, що мають два вхідних затискача (полюса). Для розрахунку електричних кіл, у які входять ці споживачі, їх необхідно подавати у вигляді електричних схем заміщення. Розглянемо принцип побудови таких схем для деякого пасивного двополюсника.

Основою розв'язання такої задачі є проведення експерименту за схемою, поданою на рис. 3.34. Двополюсник живиться змінною напругою з частотою f і

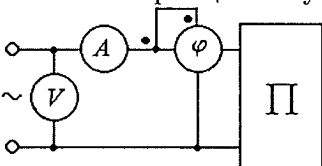


Рис. 3.34. Схема експерименту

за допомогою приладів вимірюємо: вольтметром V — діюче значення напруги U , амперметром A — діюче значення струму I , фазометром φ — фазовий зсув φ між струмом і напругою.

З використанням цих даних виконуємо наступні дії.

Двополюсник має повний опір $Z = \frac{U}{I}$ на підставі (3.31).

На векторній діаграмі (рис. 3.35) будуються вектори напруги \underline{U} і струму \underline{I} . Вектор \underline{U} розкладається на дві складові відносно вектора струму \underline{I} , тобто $\underline{U} = \underline{U}_a + \underline{U}_p$. Складова \underline{U}_a , паралельна вектору струму — активна; перпендикулярна йому — \underline{U}_p — реактивна. Отримана сума напруг відповідає двом послідовним ділянкам кола, тому і у схемі заміщення слід у загальному випадку зобразити два послідовно з'єднаних елементи, що мають активний і реактивний опори. Ці опори визначаються на основі відомого трикутника опорів (рис. 3.13, в):

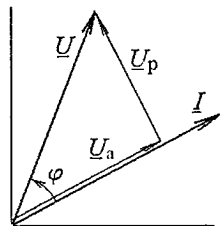


Рис. 3.35. Розкладання вектора напруги на дві складові

$$R = Z \cos \varphi; \quad X = Z \sin \varphi. \quad (3.66)$$

Для активного опору варіант значень такий: $R \geq 0$ — з урахуванням відомого діапазону $-90^\circ \leq \varphi \leq 90^\circ$.

Реактивний опір X утворюється, як раніше встановлено (3.34), з індуктивного і ємнісного опорів: $X = X_L - X_C$. Тому, з урахуванням указанного діапазону змінювання φ , маємо варіанти:

- 1) при $\varphi > 0$ буде $X > 0$, — тоді $X_L = X$;
- 2) при $\varphi < 0$ буде $X < 0$, — тоді $X_C = -X$.

Відповідні варіанти схеми заміщення подані на рис. 3.36, а, б.

Можуть бути ще 3 часткові випадки, коли залишається тільки один елемент (рис. 3.36, в, г, д), що відповідає $\varphi = 0$; $\varphi = 90^\circ$ і $\varphi = -90^\circ$.

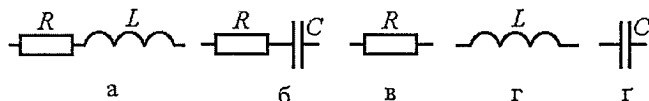


Рис. 3.36. Послідовні схеми заміщення

Таким чином, вигляд схеми заміщення визначається кутом φ і знаком перед ним.

Це був випадок з послідовним з'єднанням елементів і тут використовувались опори.

Двополюсник можна подати ще *паралельною схемою заміщення*. У цьому випадку той же двополюсник Π характеризується повною провідністю $Y = \frac{I}{U}$ на підставі (3.40), а вектор струму розкладається на складові $\underline{I} = \underline{I}_a + \underline{I}_p$, де активна складова \underline{I}_a — паралельна, а реактивна \underline{I}_p — перпендикулярна вектору напруги U (рис. 3.37). Сума струмів нагадує перший закон Кірхгофа і відповідає розгалужуванню струму на дві паралельні вітки з активною і реактивною провідностями (див. трикутник провідностей на рис. 3.16, в):

$$G = Y \cos \varphi; \quad B = Y \sin \varphi. \quad (3.67)$$

Реактивна провідність складається з індуктивної та ємнісної провідностей (3.39) $B = B_L - B_C$ і тут знов можливі варіанти: 1) при $\varphi > 0$ буде $B > 0$, тоді $B_L = B$; 2) при $\varphi < 0$ буде $B < 0$, тоді $B_C = -B$. Відповідні варіанти схеми заміщення подані на рис. 3.38, а, б.

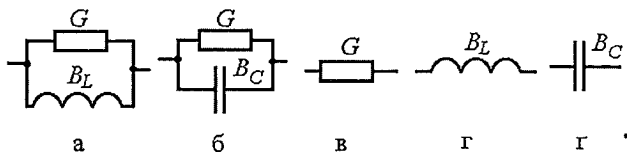


Рис. 3.38. Паралельні схеми заміщення

Можливі ще три окремі випадки, коли є тільки один елемент (рис. 3.38, в, г, г'), при $\varphi = 0$; $\varphi = 90^\circ$; $\varphi = -90^\circ$, відповідно.

Приклад 3.11. Побудова електричної схеми заміщення пасивного двополюсника.

Нехай для приймача електроенергії, що досліджувався за схемою на рис. 3.34, отримано: діючі значення напруги $U = 120$ В і струму $I = 3$ А, фазовий зсув $\varphi = -60^\circ$; частота напруги $f = 50$ Гц. Побудувати схему заміщення приймача і визначити її параметри.

Здійснимо обидва варіанти розв'язання: з опорами і провідностями.

Повний, активний і реактивний опори $Z = \frac{U}{I} = \frac{120}{3} = 40$ Ом;
 $R = Z \cos \varphi = 40 \cos(-60^\circ) = 20$ Ом; $X = Z \sin \varphi = 40 \sin(-60^\circ) = -34,6$ Ом.

Маємо $X < 0$, отже $X_C = -X = 34,6$ Ом. Відповідний варіант схеми заміщення подано на рис. 3.36, б. З урахуванням того, що за

$$(3.26) \text{ і } (3.5) \quad X_C = \frac{1}{2\pi f C}, \text{ маємо значення ємності } C = \frac{1}{2\pi f X_C} = \\ = 92 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 92 \text{ мкФ}.$$

Повна, активна і реактивна провідності.

$$Y = \frac{I}{U} = \frac{3}{120} = 0,025 \text{ См}; \quad G = Y \cos \varphi = 0,025 \cos(-60^\circ) = 0,0125 \text{ См}; \\ B = Y \sin \varphi = 0,025 \sin(-60^\circ) = -0,02165 \text{ См}.$$

Маємо $B < 0$, отже $B_C = -B = 0,02165 \text{ См}$. Відповідний варіант схеми заміщення зображено на рис. 3.38, б. З урахуванням того, що на основі (3.37) для одиночного елемента $B_C = \frac{1}{X_C} = 2\pi f C$, маємо значення ємності:

$$C = \frac{B_C}{2\pi f} = 68,9 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 68,9 \text{ мкФ}.$$

3.11. Резонансні явища в колах синусоїдного струму

В електричному колі, що містить індуктивні і ємнісні накопичувачі енергії, можуть накладатися два процеси її передачі за допомогою протікання струмів і розподілу напруг.

Перший процес виникає під впливом напруги зовнішнього джерела і він відбувається з частотою f , яку задає джерело.

У середині кола може також відбуватися процес обміну енергією між індуктивними і ємнісними елементами — її накопичувачами. І, якщо напругу зовнішнього джерела встановити такою, що дорівнює нулю, то такий обмін відбувається з частотою власних коливань f_0 , яка залежить від параметрів елементів даного кола. При збігу частот зовнішніх і власних коливань ($f=f_0$) виникає явище *резонансу*. Стан резонансу можна зафіксувати, вимірюючи фазовий зсув φ між струмом I і напругою U на входних затискачах кола. При резонансі кут $\varphi=0$, незважаючи на наявність в колі індуктивних і ємнісних елементів.

Прийнято виділяти два випадки резонансу, які ми розглянемо далі.

1. *Резонанс напруг* — може виникнути при послідовному з'єднанні індуктивного і ємнісного елементів — типова схема за рис. 3.39. Наявність R є не обов'язковим, хоча звичайно цей елемент присутній.

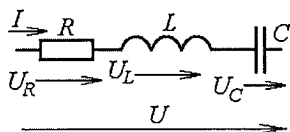


Рис. 3.39. Електричне коло, у якому можливий резонанс напруг

Для цієї схеми фазовий зсув (3.33) $\varphi = \arctg \frac{X_L - X_C}{R}$ і із загальної умови резонансу $\varphi = 0$ випливає умова виникнення резонансу напруг:

$$X_L = X_C, \quad (3.68)$$

або на підставі (3.22) і (3.26) те ж саме $\omega L = \frac{1}{\omega C}$. Із останнього маємо $\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ — це резонансна кутова частота. Її досягнення

ілюструють залежності $X_L = \omega L$, $X_C = \frac{1}{\omega C}$, що подані на рис. 3.40.

Є два способи досягнення резонансу:
 а) *параметричний резонанс* можна отримати, підбираючи відповідні параметри L і C при заданій кутовій частоті ω ;
 б) *частотний резонанс* досягається підбиранням частоти джерела живлення $\omega = 2\pi f$ при заданих L і C .

При резонансі ряд величин мають конкретне значення або співвідношення і це називають *наслідками резонансу*. А конкретно розглянемо наступні наслідки.

При резонансі повний опір мінімальний: $Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} = R$, а струм $I = \frac{U}{Z}$ — максимальний.

Ще при резонансі $U_L = U_C$, тому що $X_L I = X_C I$, і це дає специфічну векторну діаграму (рис. 3.41), де $\underline{U} = \underline{U}_R$.

Співвідношення $D = \frac{U_L}{U} = \frac{U_C}{U} = \frac{X_L}{R} = \frac{X_C}{R}$ — добротність (показує, у скільки разів можна посилити прикладену напругу; в принципі — в будь-яке число разів). Підсилення U використовується практично, а з іншого боку це належить урахувати з точки зору безпеки при непередбаченому резонансі.

При резонансі реактивна потужність $Q = UI \sin \varphi = 0$, тому що $Q_L = Q_C$; повна й активна потужності $S = P = UI$.

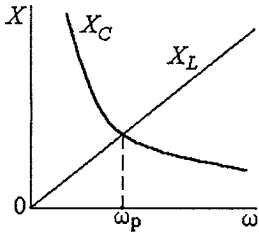


Рис. 3.40. Частотні залежності опорів і резонансна частота

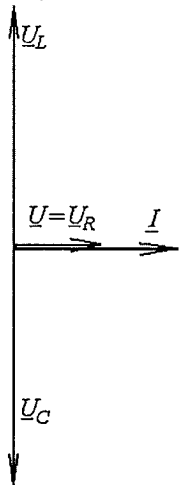


Рис. 3.41. Векторна діаграма при резонансі напруг

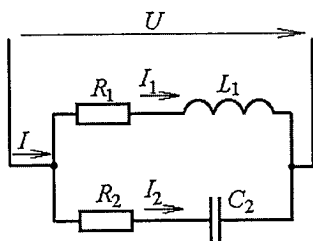


Рис. 3.42. Електричне коло, у якому можливий резонанс струмів

Перетворимо послідовні з'єднання елементів на ділянках кола (рис. 3.42) на паралельні (рис. 3.43), знаходячи провідності на підставі (3.43), (3.44):

$$B_{L1} = \frac{X_{L1}}{Z_1^2}; G_1 = \frac{R_1}{Z_1^2}; B_{C2} = \frac{X_{C2}}{Z_2^2}; G_2 = \frac{R_2}{Z_2^2},$$

де $Z_1 = \sqrt{R_1^2 + X_{L1}^2}$; $Z_2 = \sqrt{R_2^2 + X_{C2}^2}$.

Еквівалентні (3.47) активна і реактивна провідності $G = G_1 + G_2$; $B = B_{L1} - B_{C2}$ дають фазовий зсув (3.41) між напругою і струмом на вхідних затискачах:

$$\varphi = \arctg \frac{B}{G} = \arctg \frac{B_{L1} - B_{C2}}{G}.$$

При $\varphi = 0$ повинно бути $B_{L1} - B_{C2} = 0$. Звідси отримуємо умову резонансу струмів:

$$B_{L1} = B_{C2}, \quad (3.69)$$

або $\frac{X_{L1}}{Z_1^2} = \frac{X_{C2}}{Z_2^2}$, або $\frac{X_{L1}}{R_1^2 + X_{L1}^2} = \frac{X_{C2}}{R_2^2 + X_{C2}^2}$.

Проілюструємо цю ситуацію векторною діаграмою (рис. 3.44), для побудови якої використані активні і реактивні складові струмів на підставі (3.36) і рис. 3.37:

$$I_{1a} = UG_1; I_{1p} = UB_{L1}; I_{2a} = UG_2; I_{2p} = UB_{C2}.$$

На діаграмі обов'язково має бути отримано $\varphi = 0$, тому що реактивні складові

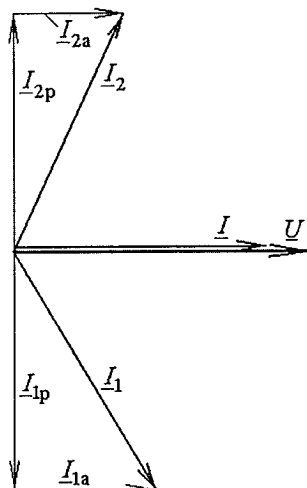


Рис. 3.44. Векторна діаграма при резонансі струмів

2. **Резонанс струмів** можливий у схемі, що відповідає рис. 3.42, якщо фазовий зсув $\varphi = 0$ між струмом I і напругою U на вхідних затискачах (обов'язково в одній із віток є індуктивний $X_{L1} = \omega L_1$, віншій – ємнісний $X_{C2} = \frac{1}{\omega C_2}$ опори).

Визначимо конкретне співвідношення параметрів елементів схеми, що забезпечує стан резонансу струмів.

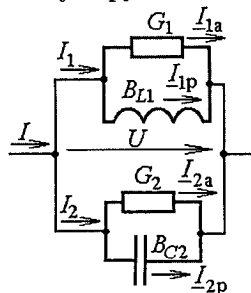


Рис. 3.43. Схема, еквівалентна схемі на рис.3.42

струмів паралельних віток однакові і їхні вектори спрямовані назустріч один одному: $I_{2p} = -I_{1p}$.

Наслідки резонансу струмів:

Повна провідність усього кола (3.38) $Y = \sqrt{G^2 + B^2} = G$ буде мінімальною, відповідно, при резонансі отримаємо мінімальний струм $I = UY$ (3.40), що споживається із мережі.

Реактивні потужності за (3.53) і (3.55) $Q_L = X_{L1}I_1^2$; $Q_C = X_{C2}I_2^2$. При резонансі струмів загальна реактивна потужність за (3.61) і (3.65) $Q = UI \sin \varphi = Q_L - Q_C = 0$, тобто $Q_L = Q_C$.

Резонанс струмів можна використовувати для підсилення струму. Якщо змінювати параметри кола так, щоб одночасно зростали реактивні провідності, то співвідношення $\frac{I_1}{I}$ або $\frac{I_2}{I}$ також будуть зростати.

Особливо наочно це в частковому випадку, коли в паралельних вітках є тільки по одному реактивному елементу (рис. 3.45,а): при резонансі тут $B_{L1} = B_{C2}$ або (тільки в цьому окремому випадку) $\frac{1}{X_{L1}} = \frac{1}{X_{C2}}$, тому $I_1 = I_2$, а $I = I_1 + I_2 = 0$, що показано на векторній діаграмі (рис. 3.45,б). Тобто має місце нескінченне підсилення струму.

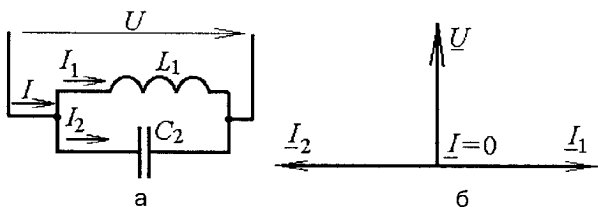


Рис. 3.45. Ідеалізоване електричне коло і векторна діаграма при резонансі струмів

Приклад 3.12. Порівняльний розрахунок кола синусоїдного струму з резонансними станами.

Перед тим як розглядати резонансні стани електричного кола зробимо (для подальших порівнянь) підготовчий розрахунок.

Нехай є котушка індуктивності, електрична схема заміщення якої подана на рис. 3.46,а і опори її елементів складають $R = 10$ Ом; $X_L = 30$ Ом.

Якщо цю котушку включити на синусоїдну напругу з діючим значенням $U = 100$ В і частотою $f = 50$ Гц, то можна визначити:

— повний опір ділянки кола:

$$Z_k = \sqrt{R^2 + X_L^2} = \sqrt{10^2 + 30^2} = 31,62 \text{ Ом};$$

— діючі значення струму і напруг на ідеальних елементах:

$$I = \frac{U}{Z_k} = \frac{100}{31,62} = 3,16 \text{ А}; \quad U_R = RI = 10 \cdot 3,16 = 31,6 \text{ В}; \quad U_L = X_L I = 30 \cdot 3,16 = 94,8 \text{ В};$$

— фазовий зсув між напругою U і струмом I :

$$\varphi_k = \arctg \frac{X_L}{R} = \arctg \frac{30}{10} = \arctg 3 = 71,6^\circ.$$

Результати цих розрахунків проілюстровані на рис. 3.46,б векторною діаграмою.

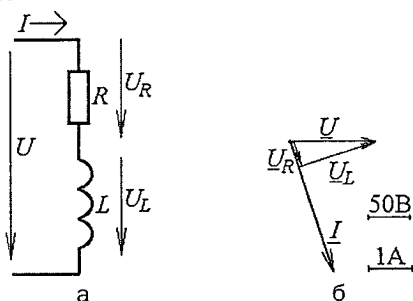


Рис. 3.46. Схема заміщення котушки індуктивності і відповідна векторна діаграма

Активна і реактивна потужності, що споживаються із мережі:

$$P = UI \cos \varphi = 100 \cdot 3,16 \cdot \cos(71,6^\circ) = 100 \text{ Вт};$$

$$Q = UI \sin \varphi = 100 \cdot 3,16 \cdot \sin(71,6^\circ) = 300 \text{ вар}.$$

Тепер *послідовно* до котушки індуктивності підключимо конденсатор, щоб забезпечити *резонанс напруг*. Збережемо те ж джерело живлення і здійснимо розрахунок нового електричного кола, яке відповідає рис. 3.39.

З умови резонансу напруг (3.68) маємо опір ємнісного елемента $X_C = X_L = 30 \text{ Ом}$ і його ємність з (3.26):

$$C = \frac{1}{2\pi f X_C} = 106 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 106 \text{ мкФ}.$$

Повний опір кола:

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} = \sqrt{10^2 + (30 - 30)^2} = 10 \text{ Ом}.$$

Діючі значення струму всього кола і напруг на ідеальних елементах:

$$I = \frac{U}{Z} = \frac{100}{10} = 10 \text{ A}; \quad U_R = RI = 10 \cdot 10 = 100 \text{ B};$$

$U_L = X_L I = 30 \cdot 10 = 300 \text{ B}; \quad U_C = X_C I = 30 \cdot 10 = 300 \text{ B};$
 фазовий зсув між напругою U і струмом I :

$$\varphi = \arctg \frac{X_L - X_C}{R} = \arctg \frac{30 - 30}{10} = 0.$$

Результати цих розрахунків проілюстровані на рис. 3.47 векторною діаграмою в тих же масштабах струму і напруги, що і на рис. 3.46,б.

Активна і реактивна потужності, що споживаються з мережі:

$$P = UI \cos \varphi = 100 \cdot 10 \times \cos 0 = 1000 \text{ Вт};$$

$$Q = UI \sin \varphi = 100 \cdot 10 \cdot \sin 0 = 0.$$

Порівнюючи результати двох розрахунків, визначимо вражаючі зміни: при забезпеченні резонансу напруг суттєво зросли струм і активна потужність, що споживаються із мережі; напруги на елементах L і C значно перевищують напругу джерела живлення.

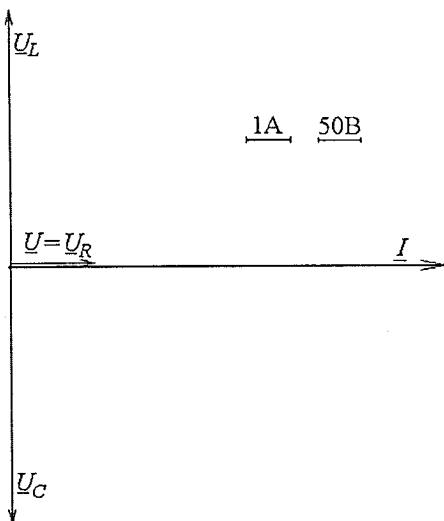


Рис. 3.47. Векторна діаграма при резонансі напруг

Тепер паралельно до котушки індуктивності підключимо конденсатор з тою умовою, щоб забезпечити *резонанс струмів*. Збережемо те саме джерело живлення і здійснимо розрахунок нового електричного кола (рис. 3.48,а).

Котушка індуктивності живиться тією ж напругою, тому зберігаються, як і в першій задачі (див. рис. 3.46), струм котушки

$$I_k = \frac{U}{Z_k} = \frac{100}{31,62} = 3,16 \text{ A} \text{ і фазовий зсув між ним і напругою джерела:}$$

$$\varphi_k = \arctg \frac{X_L}{R} = \arctg \frac{30}{10} = \arctg 3 = 71,6^\circ.$$

Визначимо активну і реактивну провідності котушки індуктивності на підставі (3.43), (3.44):

$$G_1 = \frac{R}{Z_k^2} = \frac{10}{31,6^2} = 0,01 \text{ См}; \quad B_{L1} = \frac{X_L}{Z_k^2} = \frac{30}{31,6^2} = 0,03 \text{ См}.$$

Із умови резонансу струмів (3.69) отримуємо реактивну провідність другої вітки $B_{C2} = B_{L1} = 0,03$ См, а з урахуванням того, що для одиночного елемента на підставі (3.37) і (3.26) $B_{C2} = \frac{1}{X_{C2}} = 2\pi fC$, маємо значення ємності $C = \frac{B_{C2}}{2\pi f} = 95,5 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 95,5 \text{ мкФ}$.

Струм у другій вітці з єдиним ємнісним елементом $I_C = UB_{C2} = 100 \cdot 0,03 = 3 \text{ А}$, його фазовий зсув по відношенню до напруги $\varphi_C = -90^\circ$ у відповідності з (3.28).

Активна провідність другої вітки $G_2 = 0$.

Еквівалентні активна (3.47) $G = G_1 + G_2 = 0,01$ См і реактивна (3.39) $B = B_{L1} - B_{C2} = 0$ провідності дають повну провідність (3.38) усього кола $Y = \sqrt{G^2 + B^2} = 0,01$ См; струм, що споживається від джерела, за (3.40) $I = YU = 0,01 \cdot 100 = 1 \text{ А}$ і фазовий зсув між напругою і струмом на входних затискачах (3.41) $\varphi = \arctg \frac{B}{G} = 0$.

Результати цих розрахунків проілюстровані на рис. 3.48,б векторною діаграмою в тих же масштабах струму і напруги, що і на рис. 3.46 та рис. 3.47.

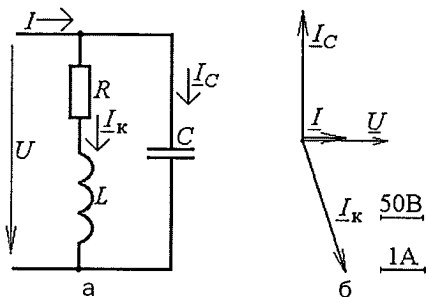


Рис. 3.48. Схема заміщення електричного кола і векторна діаграма при резонансі струмів

Активна і реактивна потужності, що споживаються:

$$P = UI \cos \varphi = 100 \cdot 1 \cdot \cos 0 = 100 \text{ Вт};$$

$$Q = UI \sin \varphi = 100 \cdot 1 \cdot \sin 0 = 0.$$

Порівнюючи результати трьох розрахунків, можна відзначити вражаючі зміни: при резонансі струмів суттєво зменшився струм, що споживається із мережі, але при цьому котушка індуктивності зберегла повністю свої електричні параметри (струм, напругу і потужність), як і при індивідуальному включенні (рис. 3.46).

3.12. Основи символічного методу розрахунку кіл синусоїдного струму

Символічний метод заснований на використанні комплексних чисел при розрахунку кіл синусоїдного струму. Цей метод є ефективним для таких кіл у випадку змішаного з'єднання приймачів електроенергії. Форми зображення синусоїдних електричних величин комплексними числами в алгебраїчній (3.12) і показниковій (3.13) формах подано в пп. 3.2. При наступних виведеннях розрахункових формул вхідними є вирази напруги і струму в показниковій формі для комплексних діючих значень:

$$\underline{U} = Ue^{j\psi u}; \quad \underline{I} = Ie^{j\psi i}. \quad (3.70)$$

При отриманні основ символічного методу задача кожний раз буде полягати в тому, щоб зв'язати комплексні значення напруги і струму на черговому елементі, що розглядається, або на конкретній ділянці електричного кола.

Почнемо, як і в інших випадках, з ідеальних елементів (рис. 3.49), що є основою виведення розрахункових співвідношень для більш складних ділянок електричних кіл синусоїдного струму.

1. Ідеальний резистивний елемент (рис. 3.49,а).

З урахуванням того, що на резистивному елементі $U_R = RI$ (3.19) і $\psi_u = \psi_i$ (3.18), зробимо підстановку цього в (3.70), тобто $\underline{U}_R = U_R e^{j\psi u} = RI e^{j\psi i}$. Так отримаємо в символічній формі закон Ома:

$$\underline{U}_R = RI. \quad (3.71)$$

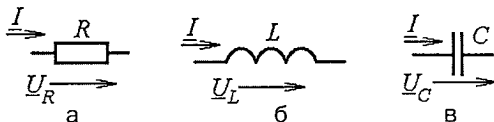


Рис. 3.49. Поодинокі ідеальні елементи

2. Ідеальний індуктивний елемент (рис. 3.49,б).

З урахуванням того, що на індуктивному елементі $U_L = X_L I$ (3.23) і $\psi_u = \psi_i + \frac{\pi}{2}$ (3.21), зробимо підстановку цього в (3.70), тобто $\underline{U}_L = U_L e^{j\psi u} = X_L I e^{j(\psi_i + \frac{\pi}{2})} = X_L I e^{j\psi i} e^{j\frac{\pi}{2}} = jX_L \underline{I}$, де враховано, що $e^{j\frac{\pi}{2}} = j$ на підставі відомої формули Ейлера $e^{j\alpha} = \cos \alpha + j \sin \alpha$.

Таким чином, отримуємо в символічній формі закон Ома:

$$\underline{U}_L = jX_L \underline{I}, \quad (3.72)$$

де jX_L — комплекс індуктивного опору.

3. Ідеальний ємнісний елемент (рис. 3.49, в).

З урахуванням того, що на ємнісному елементі $U_C = X_C I$ (3.27) і $\Psi_u = \Psi_i - \frac{\pi}{2}$ (3.25), зробимо підстановку цього в (3.70), тобто:

$$\underline{U}_C = U_C e^{j\Psi_u} = X_C I e^{j(\Psi_i - \frac{\pi}{2})} = X_C I e^{j\Psi_i} e^{-j\frac{\pi}{2}} = -jX_C \underline{I},$$

де враховано, що $e^{-j\frac{\pi}{2}} = -j$ на підставі формули Ейлера.

Таким чином, отримуємо в символічній формі закон Ома:

$$\underline{U}_C = -jX_C \underline{I}, \quad (3.73)$$

де $-jX_C$ — комплекс ємнісного опору.

4. Ділянки кола з послідовним і паралельним з'єднанням ідеальних елементів R , L , C

На основі другого закону Кірхгофа в символічній формі (3.17) для кола на рис. 3.50, а маємо:

$$\underline{U} = \underline{U}_R + \underline{U}_L + \underline{U}_C. \quad (3.74)$$

Підставляючи відомі вирази (3.71), (3.72) і (3.73) напруг на елементах, маємо загальну напругу даної ділянки кола:

$$\underline{U} = R\underline{I} + jX_L \underline{I} - jX_C \underline{I} = (R + jX_L - jX_C) \underline{I}, \quad (3.75)$$

де позначимо:

$$\underline{Z} = R + jX_L - jX_C \quad (3.76)$$

— комплекс повного опору в алгебраїчній формі, [Ом]. Таким чином, отримаємо закон Ома (рис. 3.50, б):

$$\underline{U} = \underline{Z} \underline{I}. \quad (3.77)$$

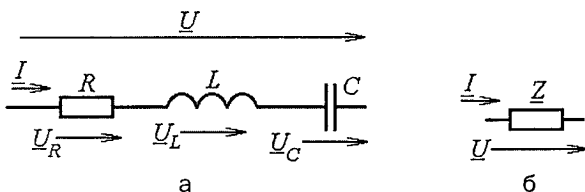


Рис. 3.50. Ділянка кола з послідовним з'єднанням ідеальних елементів та еквівалентний комплексний опір

Можна застосувати інший підхід, використовуючи повний опір (3.32) $Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$ і аргумент (3.33) $\varphi = \arctg \frac{X_L - X_C}{R}$ (він же кут зсуву фаз між U і I).

Відомо, що $U = ZI$ (3.31) і з (3.5) $\psi_u = \varphi + \psi_i$. Тоді, виконуючи підстановки в (3.70), маємо $\underline{U} = Ue^{j\psi_u} = ZIe^{j(\varphi + \psi_i)} = Ze^{j\varphi} Ie^{j\psi_i} = Ze^{j\varphi} \underline{I} = \underline{Z}\underline{I}$. Таким чином, знову отримуємо закон Ома (3.77), де

$$\underline{Z} = Ze^{j\varphi} \quad (3.78)$$

— комплекс повного опору в показниковій формі.

Взаємні переходи для комплексного опору із показникової форми (3.78) в алгебраїчну (3.76) і навпаки:

$$\underline{Z} = Ze^{j\varphi} = Z \cos \varphi + jZ \sin \varphi = R + jX = R + j(X_L - X_C); \quad (3.79)$$

$$\underline{Z} = R + jX_L - jX_C = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} e^{j \arctg \frac{X_L - X_C}{R}} = Ze^{j\varphi}. \quad (3.80)$$

Через комплексний опір (рис. 3.50,б) отримаємо комплексну провідність:

$$\begin{aligned} \underline{Y} &= \frac{1}{\underline{Z}} = \frac{1}{R + j(X_L - X_C)} = \frac{R - j(X_L - X_C)}{[R + j(X_L - X_C)][R - j(X_L - X_C)]} = \\ &= \frac{R}{Z^2} - j \frac{X_L - X_C}{Z^2} = \frac{R}{Z^2} - j \left(\frac{X_L}{Z^2} - \frac{X_C}{Z^2} \right) = G - j(B_L - B_C) = G - jB, \end{aligned}$$

тобто на підставі (3.43), (3.44):

$$\underline{Y} = G - j(B_L - B_C) = G - jB. \quad (3.81)$$

Закон Ома з використанням комплексної провідності:

$$\underline{I} = \underline{U}\underline{Y}, \quad (3.82)$$

і замість кола на рис. 3.50,а можна взяти коло на рис. 3.51,а, що повторює рис. 3.18, б, або спрощене позначення за рис. 3.51,б.

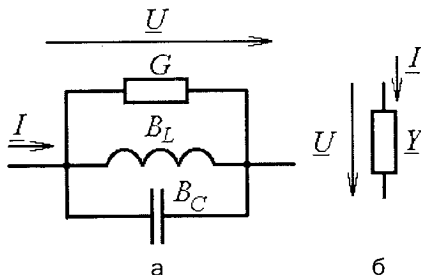


Рис. 3.51. Ділянка кола з паралельним з'єднанням ідеальних елементів та еквівалентна комплексна провідність

3.13. Еквівалентні перетворення кіл синусоїдного струму на підставі символічного методу

У колах синусоїдного струму за допомогою символічного методу можна застосовувати ті ж еквівалентні перетворення, що й у колах постійного струму (див. пп. 2.4 і табл. 2.2), тільки тепер замість резистивних елементів використовуються комплексні опори приймачів електроенергії (рис. 3.50). Розглянемо еквівалентні перетворення при послідовному і паралельному з'єднанні цих приймачів.

1. Ділянка кола синусоїдного струму з послідовним з'єднанням приймачів

На окремих приймачах (рис. 3.52, а) за законом Ома (3.77) маємо $\underline{U}_k = \underline{Z}_k \underline{I}$ ($k=1,2,\dots$), а в сукупності для всього кола з n приймачами на підставі другого закону Кірхгофа (3.17) загальна напруга ділянки кола:

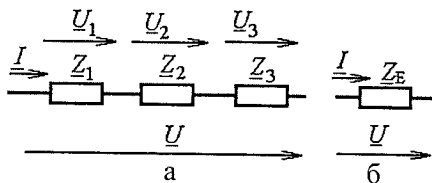


Рис. 3.52. Еквівалентне перетворення ділянки з послідовним з'єднанням комплексних опорів

$$\underline{U} = \sum_{k=1}^n \underline{U}_k = \underline{I} \sum_{k=1}^n \underline{Z}_k = \underline{Z}_E \underline{I}, \quad (3.83)$$

де отримаємо:

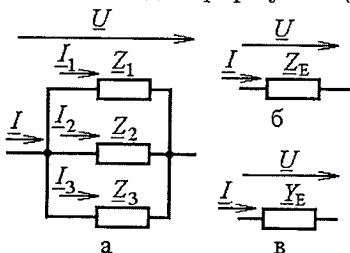
$$\underline{Z}_E = \sum_{k=1}^n \underline{Z}_k \quad (3.84)$$

— комплексний еквівалентний опір кола (рис. 3.52, б), що дорівнює сумі комплексних опорів послідовно з'єднаних n його ділянок.

Звідси, з урахуванням того, що за (3.76) $\underline{Z} = R + jX_L - jX_C$, впливає зокрема, що еквівалентні активний і реактивний опори на ділянці з послідовно з'єднаними елементами можна визначити незалежно, тобто:

$$R_E = \sum_{k=1}^n R_k; \quad X_E = \sum_{k=1}^n X_{L_k} - \sum_{k=1}^n X_{C_k}, \quad (3.85)$$

що відповідає формулам (3.46).



2. Ділянка кола синусоїдного струму з паралельним з'єднанням приймачів

Струм будь-якого із приймачів за законом Ома (3.77) $\underline{I}_k = \frac{\underline{U}}{\underline{Z}_k}$ або за

$$(3.82) \quad \underline{I}_k = \underline{U} \underline{Y}_k.$$

Загальний струм у колі за рис. 3.53, а на підставі першого закону Кірхгофа (3.16):

$$\underline{I} = \underline{I}_1 + \underline{I}_2 + \underline{I}_3 = \frac{\underline{U}}{\underline{Z}_1} + \frac{\underline{U}}{\underline{Z}_2} + \frac{\underline{U}}{\underline{Z}_3} = \underline{U} \left(\frac{1}{\underline{Z}_1} + \frac{1}{\underline{Z}_2} + \frac{1}{\underline{Z}_3} \right) = \frac{\underline{U}}{\underline{Z}_E}, \quad (3.86)$$

де впроваджено еквівалентний комплексний опір \underline{Z}_E (рис. 3.53, б), який визначається за формулою:

$$\frac{1}{Z_E} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3}, \quad (3.87)$$

а еквівалентна комплексна провідність (рис. 3.53, в) з урахуванням того, що $\underline{Y} = \frac{1}{\underline{Z}}$, за формулою:

$$\underline{Y}_E = \sum_{k=1}^n \underline{Y}_k. \quad (3.88)$$

3.14. Загальні принципи використання символічного методу

Розрахунок як простих, так і складних кіл синусоїдного струму побудовано на тих же прийомах і методах, розглянутих стосовно до кіл постійного струму. Тільки замість постійних ЕРС, напруг і струмів фігурують комплекси аналогічних величин у колах синусоїдного струму. Опорам R і провідностям G відповідають комплекси повних опорів і провідностей простих ділянок кіл синусоїдного струму, тобто:

$$E \Rightarrow \underline{E}; U \Rightarrow \underline{U}; I \Rightarrow \underline{I}; R \Rightarrow \underline{Z}; G \Rightarrow \underline{Y}. \quad (3.89)$$

Метод розрахунку на основі комплексних чисел — *символічний метод*.

У рамках цього методу широко використовуються еквівалентні перетворення, побудовані на виведених вище формулах еквівалентних комплексних опорів для ділянок з послідовним і паралельним з'єднанням приймачів електроенергії. Можливі також еквівалентні заміни «трикутника» комплексних опорів на «зірку» і навпаки.

Розглянемо приклад кола за рис. 3.54, а. Припустимо, що задано опори елементів і напруга U на входних затискачах, і визначимо струми у вітках кола.

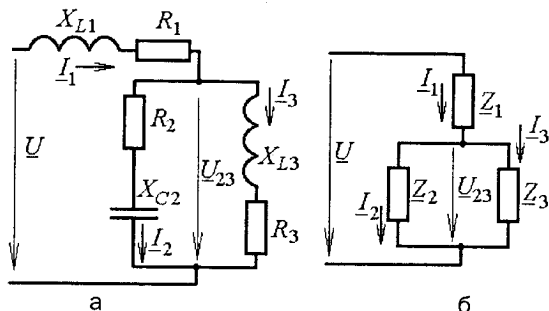


Рис. 3.54. Схема заміщення електричного кола зі змішаним з'єднанням ідеальних елементів і еквівалентна схема з комплексними опором

Кожну із трьох віток подамо її комплексним опором:

$$\underline{Z}_1 = R_1 + jX_{L1}; \quad \underline{Z}_2 = R_2 - jX_{C2}; \quad \underline{Z}_3 = R_3 + jX_{L3}.$$

Таким чином отримаємо схему за рис. 3.54,б і застосуємо метод еквівалентних перетворень.

А саме, замінимо паралельно з'єднані \underline{Z}_2 і \underline{Z}_3 еквівалентним комплексним опором $\underline{Z}_{23} = \frac{\underline{Z}_2 \underline{Z}_3}{\underline{Z}_2 + \underline{Z}_3}$. Тепер послідовно з'єднані комплексні опори \underline{Z}_1 і \underline{Z}_{23} замінимо еквівалентним $\underline{Z}_E = \underline{Z}_1 + \underline{Z}_{23}$.

Напругу джерела зобразимо комплексною в показниковій формі $\underline{U} = Ue^{j\psi_u}$, де U — задане діюче значення, ψ_u — початкова фаза, яку можна прийняти довільно, наприклад, $\psi_u = 0$, що можна зробити тільки для однієї з величин у колі, яке розглядається у кожному окремому випадку.

За законом Ома струм $\underline{I}_1 = \frac{U}{\underline{Z}_E}$, напруга на ділянці $\underline{U}_{23} = \underline{I}_1 \underline{Z}_{23}$, струми у вітках $\underline{I}_2 = \frac{U_{23}}{\underline{Z}_2}$, $\underline{I}_3 = \frac{U_{23}}{\underline{Z}_3}$.

Комплексні значення струмів і напруг, отримані з розрахунку, належить подати в показниковій формі $\underline{U} = Ue^{j\psi_u}$; $\underline{I} = Ie^{j\psi_i}$. Їхні діючі значення U, I знаходяться як модулі, а початкові фази ψ_u, ψ_i — як аргументи комплексних чисел.

3.15. Комплексна потужність

Отримавши комплексні значення напруг і струмів, можна розраховувати всі види потужності (3.61) для всього кола або для окремих приймачів. Подамо порядок розрахунку для будь-якого об'єкта, використовуючи комплекси напруги і струму на його вхідних затискачах.

Комплексну потужність отримаємо множенням комплексу напруги і спряженого комплексу струму:

$$\underline{S} = \underline{U} \underline{I}^* \quad (3.90)$$

Спряжений комплекс струму $\underline{I}^* = Ie^{-j\psi_i}$ отримаємо із вихідного (3.13) $\underline{I} = Ie^{j\psi_i}$ зміною знака в показнику (або перед уявною частиною, якщо використовується алгебраїчна форма (3.12) комплексного числа).

Підставимо комплекси напруги і спряженого струму в (3.90) і проведемо перетворення

$$\underline{S} = Ue^{j\psi_u} Ie^{-j\psi_i} = UIe^{j(\psi_u - \psi_i)} = Se^{j\varphi} = S \cos \varphi + jS \sin \varphi = P + jQ. \quad (3.91)$$

Очевидно, що у відповідності з (3.61) повна потужність S може бути витягнута як модуль із показникової форми комплексної потужності, активна P і реактивна Q потужності — як дійсна і уявна частини із алгебраїчної форми.

Приклад 3.13. Розрахунок кола синусоїдного струму зі змішаним з'єднанням приймачів електроенергії символічним методом.

Нехай для електричного кола синусоїдного струму, схема заміщення якого подана на рис. 3.55,а, задано: діюче значення ЕРС джерела $E_0 = 160$ В; опори елементів $R_0 = 3,2$ Ом; $X_{L0} = 5,6$ Ом; $X_{C1} = 20$ Ом; $R_2 = 17,7$ Ом; $X_{L2} = 54$ Ом; $X_{C2} = 13,3$ Ом.

Визначити струми у вітках кола, напруги на її ділянках, потужності джерела і приймачів, побудувати векторну діаграму.

Розв'язання. Розрахунок будемо виконувати символічним методом. У вітках схеми позначимо комплексні струми \underline{I}_0 , \underline{I}_1 і \underline{I}_2 . Від схеми за рис. 3.55,а перейдемо до схеми з комплексними опорами (рис. 3.55,б). Ці опори визначимо в алгебраїчній формі і одразу перейдемо до показникової форми:

$$\underline{Z}_0 = R_0 + jX_{L0} = 3,2 + j5,6 = \sqrt{3,2^2 + 5,6^2} e^{j \arctg(5,6/3,2)} = 6,45 e^{j60,3^\circ} \text{ Ом};$$

$$\underline{Z}_1 = -jX_{C1} = -j20 = 20 e^{-j90^\circ} \text{ Ом};$$

$$\underline{Z}_2 = R_2 + j(X_{L2} - X_{C2}) = 17 + j40,7 = 44,4 e^{j66,5^\circ} \text{ Ом}.$$

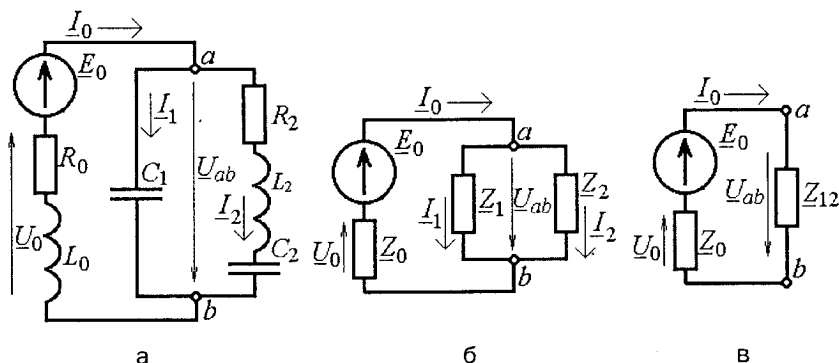


Рис. 3.55. Схема заміщення електричного кола зі змішаним з'єднанням ідеальних елементів та етапи еквівалентних перетворень

Ділянку з паралельним з'єднанням \underline{Z}_1 і \underline{Z}_2 замінимо еквівалентним комплексним опором і отримаємо схему за рис. 3.55,в:

$$\begin{aligned} \underline{Z}_{12} &= \frac{\underline{Z}_1 \cdot \underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2} = \frac{20e^{-j90^\circ} 44,4e^{j66,5^\circ}}{-j20 + 17,7 + j40,7} = \frac{888e^{-j23,5^\circ}}{17,7 + j20,7} = \frac{888e^{-j23,5^\circ}}{27,2e^{j49,5^\circ}} = \\ &= 32,6e^{-j73^\circ} = 32,6 \cos(-73^\circ) + j32,6 \sin(-73^\circ) = (9,5 - j31,2) \text{ Ом.} \end{aligned}$$

Послідовно з'єднані \underline{Z}_0 і \underline{Z}_{12} замінимо еквівалентним комплексним опором усього кола:

$$\begin{aligned} \underline{Z}_E &= \underline{Z}_0 + \underline{Z}_{12} = 3,2 + j5,6 + 9,5 - j31,2 = 12,7 - j25,6 = \\ &= \sqrt{12,7^2 + (-25,6)^2} e^{j \arctg(-25,6/12,7)} = 28,6e^{-j63,6^\circ} \text{ Ом.} \end{aligned}$$

Струм джерела за законом Ома:

$$\begin{aligned} \underline{I}_0 &= \frac{\underline{E}_0}{\underline{Z}_E} = 160 / 28,6e^{-j63,6^\circ} = 5,59e^{j63,6^\circ} = \\ &= 5,59 \cos 63,6^\circ + j5,59 \sin 63,6^\circ = (2,49 + j5,01) \text{ А,} \end{aligned}$$

де $\underline{E}_0 = E_0 e^{j\psi_{e0}} = 160e^{j0^\circ} = 160 \text{ В}$, бо ми взяли початкову фазу ЕРС довільно ($\psi_{e0} = 0^\circ$).

Напруги на ділянках кола (рис. 3.55,в) за законом Ома:

$$\underline{U}_{ab} = \underline{I}_0 \underline{Z}_{12} = 5,59e^{j63,6^\circ} \cdot 32,6e^{-j73^\circ} = 182,2e^{-j9,4^\circ} = (197,8 - j29,8) \text{ В;}$$

$$\underline{U}_0 = \underline{I}_0 \underline{Z}_0 = 5,59e^{j63,6^\circ} \cdot 6,45e^{j60,3^\circ} = 36e^{j123,9^\circ} = (-20 + j29,9) \text{ В.}$$

Струми у вітках з опорами \underline{Z}_1 і \underline{Z}_2 за схемою рис. 3.55,б, виходячи з закону Ома:

$$\underline{I}_1 = \underline{U}_{ab} / \underline{Z}_1 = 182,2e^{-j9,4^\circ} / 20e^{-j90^\circ} = 9,11e^{j80,6^\circ} = 1,49 + j8,99 \text{ А;}$$

$$\underline{I}_2 = \underline{U}_{ab} / \underline{Z}_2 = 182,2e^{-j9,4^\circ} / 44,4e^{j66,5^\circ} = 4,1e^{-j75,9^\circ} = 1,0 - j3,98 \text{ А.}$$

Розв'язання можна перевірити за схемою рис. 3.55 на підставі першого і другого законів Кірхгофа:

$$\underline{I}_0 = \underline{I}_1 + \underline{I}_2 = 1,49 + j8,99 + 1,0 - j3,98 = (2,49 + j5,01) \text{ А;}$$

$$\underline{E}_0 = \underline{U}_{ab} + \underline{U}_0 = 179,8 - j29,8 - 20 + j29,9 = (159,8 + j0,18) \text{ В,}$$

що практично дорівнює вихідним значенням I_0 і E_0 .

Використовуючи алгебраїчну форму комплексних значень ЕРС, напруг і струмів, на рис. 3.56 побудували векторну діаграму у вибраних масштабах цих величин. Дійсні частини відкладають за віссю абсцис (-1, +1), уявні — за віссю ординат (-j, +j). На діаграмі вказані кути початкових фаз ψ , а також виконана перевірка за законами Кірхгофа для векторів.

Діючі значення напруг і струмів отримують як модулі комплексних значень у показниковій формі. Зокрема: $U_{ab}=182,2$ В; $U_0=36$ В; $I_0=5,59$ А; $I_1=9,11$ А; $I_2=4,1$ А.

Початкові фази беруть звідти ж, як аргументи в показниках: $\psi_{U_{ab}}=-9,4^\circ$; $\psi_{U_0}=123,9^\circ$; $\psi_{I_0}=63,6^\circ$; $\psi_{I_1}=80,6^\circ$; $\psi_{I_2}=-75,9^\circ$.

Комплексні потужності джерела і віток схеми, В·А:

$$\begin{aligned} \underline{S}_E &= \underline{E}_0 \underline{I}_0^* = 160 \cdot 5,59 e^{-j63,6^\circ} = 894,4 e^{-63,6^\circ} = \\ &= 894,4 \cos(-63,6^\circ) + j894,4 \sin(-63,6^\circ) = 397,7 - j801. \end{aligned}$$

$$\underline{S}_0 = \underline{U}_0 \underline{I}_0^* = 36 e^{j123,9^\circ} \cdot 5,59 e^{-j63,6^\circ} = 201,2 e^{j60,3^\circ} = 99,7 + j174,8.$$

$$\underline{S}_1 = \underline{U}_{ab} \underline{I}_1^* = 182,2 e^{-j9,4^\circ} \cdot 9,11 e^{-j80,6^\circ} = 1659,8 e^{-j90^\circ} = -j1659,8.$$

$$\underline{S}_2 = \underline{U}_{ab} \underline{I}_2^* = 182,2 e^{-j9,4^\circ} \cdot 4,1 e^{j75,9^\circ} = 747 e^{j66,5^\circ} = 297,9 + j685.$$

Активні потужності, Вт:

$$P_E = 397,7;$$

$$P_0 = 99,7;$$

$$P_1 = 0;$$

$$P_2 = 297,9.$$

Реактивні потужності, вар:

$$Q_E = -801;$$

$$Q_0 = 174,8;$$

$$Q_1 = -1659,8;$$

$$Q_2 = 685.$$

Перевірка розв'язання за балансом потужності:

$$P_0 + P_1 + P_2 = 397,6 \text{ Вт} \approx P_E;$$

$$\begin{aligned} Q_0 + Q_1 + Q_2 &= 174,8 - 1659,8 + 685 = \\ &= -800 \text{ вар} \approx Q_E. \end{aligned}$$

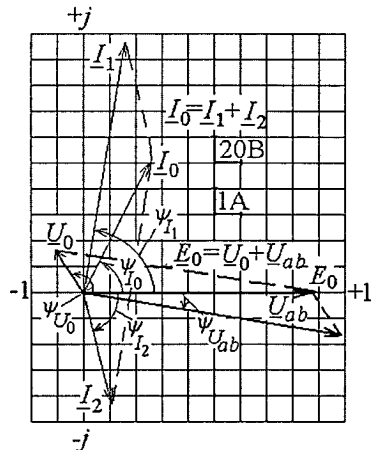


Рис. 3.56. Векторна діаграма щодо електричного кола на рис.3.55

3.16. Моделі електроенергетичної системи та підвищення коефіцієнта потужності

При заданих напрузі U_n і активній потужності P_n навантаження, яким може бути різноманітне електротехнічне устаткування або навіть ціле підприємство, необхідний струм цього навантаження на підставі (3.61):

$$I_{\text{н}} = \frac{P_{\text{н}}}{U_{\text{н}} \cos \varphi_{\text{н}}} \quad (3.92)$$

залежить від його *коефіцієнта потужності*, яким є $\cos \varphi_{\text{н}}$, де $\varphi_{\text{н}}$ – зсув фаз між $U_{\text{н}}$ та $I_{\text{н}}$. Через струм навантаження безпосередньо визначається струм $I_{\text{л}}$ лінії електропередачі (ЛЕП). Промислове електроустаткування найчастіше є активно-індуктивним навантаженням і виявляється, що $\cos \varphi_{\text{н}} < 1$. Тому ЛЕП і генератори на електростанціях завантажуються підвищеним струмом через наявність у ньому значної частки реактивної складової. Звідси очевидно, що *підвищення коефіцієнта потужності* є актуальним завданням, вирішення якого дозволить за незмінної потужності $P_{\text{н}}$ зменшити встановлену потужність генераторів та ЛЕП, а також втрати потужності у них. Цим самим зменшаться капітальні та експлуатаційні витрати електроенергетичної системи в цілому.

Коефіцієнт потужності можна підвищити, якщо паралельно до зазначеного електроустаткування підключити ємнісне навантаження, наприклад конденсатори, і підібрати його величину за умови забезпечення резонансу струмів. Сутність цього вже розглядалася у прикладі 3.12 і на рис. 3.48. Сукупність споживачів енергії, що утворюється в такому разі, має підсумковий коефіцієнт потужності $\cos \varphi$ рівний або близький до 1. У конденсаторах активна потужність практично не витрачається і в результаті попередня потужність електроустаткування буде забезпечена за меншого струму ЛЕП і генераторів.

Визначення конкретного ефекту може бути проведене на основі порівняльних розрахунків двох кіл. У першому ЛЕП живить заданого споживача з активно-індуктивним характером, у другому – до споживача ще паралельно підключається ємнісне навантаження – конденсатор, ємність якого визначається за умови резонансу струмів.

Розглянемо зазначене за допомогою наступного числового прикладу. Одночасно це будуть приклади розв'язання зворотних задач розрахунку електричних кіл синусоїдного струму символічним методом при послідовному та змішаному з'єднанні ідеальних елементів у відповідних схемах заміщення.

Приклад 3.14. Модель вихідної електроенергетичної системи з низьким значенням коефіцієнта потужності. Схема заміщення електричного кола такої системи подана на рис. 3.57, де E_G – ЕРС

генератора змінного струму; X_d – внутрішній опір генератора, який приймається суто індуктивним; R_n , X_n – активний та індуктивний опори елементів схеми заміщення приймача електроенергії; R_l – опір проводів ЛЕП, який приймається суто активним.

Задамо, що приймач розрахований на напругу $U_n = 220$ В та має параметри $R_n = 0,0178$ Ом, $X_n = 0,0233$ Ом, генератор та ЛЕП мають опори $X_d = 0,015$ Ом, $R_l = 0,003$ Ом.

Розрахуємо електроенергетичні параметри споживача, ЛЕП та генератора за схемою на рис. 3.57.

Комплексне значення напруги приймача:

$$\underline{U}_n = U_n e^{j\psi_{U_n}} = 220 \text{ В}, \quad (3.93)$$

де початкову фазу прийняли довільно: $\psi_{U_n} = 0$.

Повний опір споживача:

$$\underline{Z}_n = R_n + jX_n = 0,0178 + j0,0233 = 0,0293 e^{j52,6^\circ} \text{ Ом}. \quad (3.94)$$

Струм споживача та одночасно струми ЛЕП і генератора:

$$\underline{I}_l = \underline{I}_n = \frac{\underline{U}_n}{\underline{Z}_n} = 7503 e^{-j52,6^\circ} \text{ А},$$

відповідні діючі значення та початкові фази:

$$I_l = I_n = 7503 \text{ А}; \quad \psi_{I_l} = \psi_{I_n} = -52,6^\circ. \quad (3.95)$$

Падіння напруги у провадах ЛЕП та усередині генератора:

$$\underline{U}_l = \underline{I}_l \cdot R_l = 22,5 e^{-j52,6^\circ} \text{ В}; \quad \underline{U}_d = jX_d \cdot \underline{I}_l = 112,5 e^{j37,4^\circ} \text{ В}.$$

Напруга на вході ЛЕП та ЕРС генератора:

$$\underline{U}_{\text{вх}} = \underline{U}_n + \underline{U}_l = 234,3 e^{-j4,4^\circ} \text{ В}; \quad \underline{E} = \underline{U}_{\text{вх}} + \underline{U}_d = 327,0 e^{j8,9^\circ} \text{ В}.$$

Фазовий зсув між \underline{U}_n та \underline{I}_n : $\varphi_n = \psi_{U_n} - \psi_{I_n} = 52,6^\circ$. Він же є аргументом у показнику \underline{Z}_n у (3.94).

Електричний стан системи, поданої на рис.3.57, ілюструє векторна діаграма на рис.3.58.

Активна потужність споживача:

$$P_n = U_n I_n \cos \varphi_n = 1002 \text{ кВт}, \quad (3.96)$$

де коефіцієнт потужності $\cos \varphi_n = \cos 52,6^\circ = 0,607$.

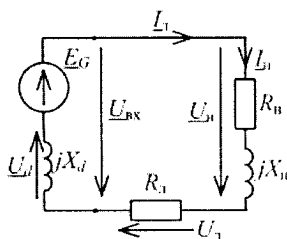


Рис. 3.57. Модель вихідної електроенергетичної системи

Втрати потужності в ЛЕП:

$$P_{\text{л}} = R_{\text{л}} \cdot I_{\text{л}}^2 = 168,9 \text{ кВт.}$$

Повна потужність генератора:

$$S_G = U_{\text{вх}} \cdot I_{\text{л}} = 234,3 \cdot 7503 = \\ = 1758000 \text{ В} \cdot \text{А} = 1,758 \text{ МВ} \cdot \text{А.}$$

Приклад 3.15. Модель модернізованої електроенергетичної системи з високим значенням коефіцієнта потужності. Схема заміщення електричного кола такої системи подана на рис.3.59, де додатково до вже знайомих елементів та опорів з прикладу 3.14 та рис.3.57 паралельно приймачу підключено конденсатор з опором X_C . Тут виникає власний струм I_C .

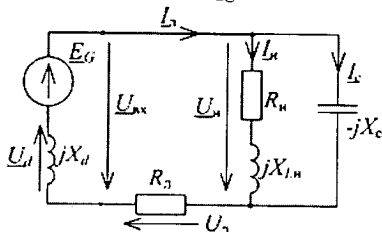


Рис. 3.59. Модель модернізованої електроенергетичної системи

Для цього спочатку визначаємо індуктивну провідність приймача:

$$B_{\text{лн}} = \frac{X_{\text{н}}}{R_{\text{н}}^2 + X_{\text{н}}^2} = 27,1 \text{ См,} \quad (3.97)$$

а потім за умовою резонансу (3.69) $B_{\text{лн}} = B_C$ – ємнісну провідність конденсатора: $B_C = 27,1 \text{ См}$ та його ємнісний опір (3.37):

$$X_C = \frac{1}{B_C} = 0,0369 \text{ Ом.}$$

Використовуючи задану напругу (3.93), визначимо струм в конденсаторі:

$$I_C = \frac{U_{\text{н}}}{-jX_C} = 5961e^{j90^\circ} \text{ А,}$$

та струм в ЛЕП:

$$I_{\text{л}} = I_{\text{н}} + I_C = 4554e^{j0^\circ} = 4554 \text{ А.} \quad (3.98)$$

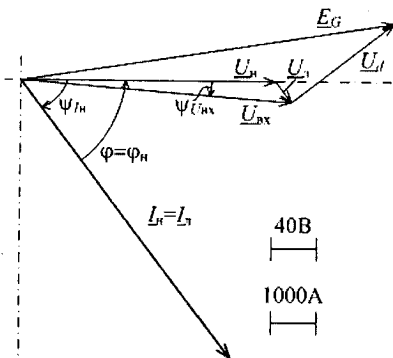


Рис. 3.58. Векторна діаграма для вихідної моделі електроенергетичної системи

Режим роботи споживача не повинен змінитися, тому зберігаються, як і раніше, його напруга $U_{\text{н}}$ (3.93) і комплексний опір $Z_{\text{н}}$ (3.94). Отже, збережуться і значення струму (3.95) і активної потужності (3.96) споживача.

Ємність конденсатора визначимо з умови резонансу струмів $I_{\text{н}}$ та I_C .

потужності генератора S_G на 0,694 МВ·А також дасть заощадження капітальних витрат на електростанції. В цілому установка конденсаторів у споживача на підприємстві буде виправдана, якщо пов'язані з цим витрати будуть менші, ніж заощадження на електроенергії і генераторі.

У даному випадку розглянута електроенергетична система є однофазною. У дійсності такі системи є переважно трифазними (див. розділ 4). У таких системах у якості ємнісного споживача використовують синхронні компенсатори – це трифазні синхронні електричні машини (див. розділ 15), які працюють без механічного навантаження.

3.17. Кола синусоїдного струму з наявністю магнітного зв'язку

У розрахунку електричних кіл синусоїдного струму особливого підходу потребують кола з магнітним зв'язком між елементами, що враховується введенням коефіцієнту взаємної індуктивності M (1.17) і позначається, як це показано на рис.1.16.

Поняття взаємної індуктивності споріднене поняттю індуктивності, і коефіцієнт M може пов'язувати лише ті частини кола, в схемах заміщення яких є індуктивні елементи, але за певних умов: при взаємному впливі одне на одного через змінні магнітні поля, зумовлені струмами цих елементів.

Визначимо взаємозв'язок струму та ЕРС і напруги взаємоіндукції у колах синусоїдного струму. Вважаємо, що функція струму $i = I_m \sin(\omega t + \psi_i)$ задана, а належить визначити функції ЕРС $e_M(t)$ і напруги $u_M(t)$.

Враховуючи, що функції $e_M(t)$ і $u_M(t)$ подібні, але лише протифазні, тобто за (1.14) і (1.15) $u_M = -e_M$, обмежимося визначенням формул лише для напруги у відповідності до (1.15), але за позначеннями на рис.1.16:

$$u_M = M \frac{di}{dt} = \omega M I_m \cos(\omega t + \psi_i) = \omega M I_m \sin(\omega t + \psi_i + \frac{\pi}{2}), \quad (3.99)$$

звідки очевидно співвідношення амплітуд: $U_{Mm} = \omega M I_m$ та початкових фаз:

$$\psi_{u_M} = \psi_i + \frac{\pi}{2}.$$

Тоді за (3.6) фазовий зсув між струмом і напругою взаємоіндукції:

$$\varphi_M = \frac{\pi}{2}. \quad (3.100)$$

У (3.99) вводимо позначення:

$$X_M = \omega M \quad (3.101)$$

– взаємоіндуктивний опір (належить до реактивних опорів), [Ом].
З урахуванням того, що $I_m = \sqrt{2}I$ і $U_{Mm} = \sqrt{2}U_M$, отримуємо співвідношення для діючих значень струму та напруги взаємоіндукції:

$$U_M = X_M I. \quad (3.102)$$

Векторне зображення величин є на рис.3.61, де також на підставі $\underline{E}_M = -\underline{U}_M$ поданий вектор ЕРС. Якщо струм заданий або проводиться довільно, то напруга та ЕРС займають відносно нього чітко визначену позицію.

Отримані співвідношення початкових фаз та діючих значень напруги і струму дозволяють, як у пп. 3.12, перейти до їхніх співвідношень у комплексній формі.

За аналогією з (3.70) комплекс напруги взаємоіндукції: $\underline{U}_M = U_M e^{j\psi_{uM}}$. Підставимо сюди U_M за (3.102) та ψ_{uM} і отримаємо:

$$\underline{U}_M = X_M I e^{j(\psi_i + \frac{\pi}{2})} = X_M I e^{j\psi_i} e^{j\frac{\pi}{2}} = jX_M I,$$

де враховано, що за (3.70) комплекс струму $\underline{I} = I e^{j\psi_i}$, а $e^{j\frac{\pi}{2}} = j$ на підставі відомої формули Ейлера. Таким чином, отримуємо у символічній формі:

$$\underline{U}_M = jX_M I, \quad (3.103)$$

де jX_M – комплекс опору взаємоіндукції.

Відомо (див. пункт 3.3.2), що власні індуктивності L_1 і L_2 сприяють появі на індуктивних елементах напруг (рис.3.62,а), зумовлених власними струмами. Ці напруги виражаються як діючими значеннями (3.23): $U_{L1} = X_{L1} I_1$; $U_{L2} = X_{L2} I_2$, так і комплексними (3.72): $\underline{U}_{L1} = jX_{L1} \underline{I}_1$; $\underline{U}_{L2} = jX_{L2} \underline{I}_2$. Тобто все, як і у (3.102), (3.103), але напруги типу \underline{U}_L з'являються там, де проходять власні струми \underline{I} , а напруги

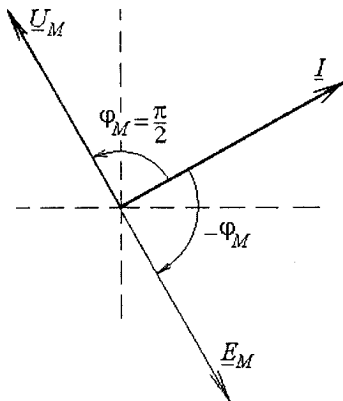
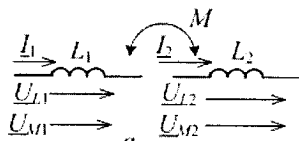


Рис. 3.61. Векторна діаграма: струм та ЕРС і напруга взаємоіндукції

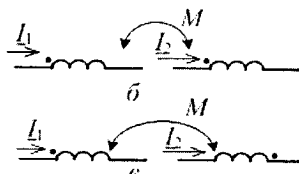
типу \underline{U}_M у інших місцях. Для останніх напруг маємо у відповідності до позначень на рис.3.62,а діючі значення за (3.102) та комплексні значення за (3.103):

$$U_{M1} = X_M I_2; U_{M2} = X_M I_1; \underline{U}_{M1} = jX_M I_2; \underline{U}_{M2} = jX_M I_1. \quad (3.104)$$



Сумарні напруги на першому й другому елементах (3.62,а) отримують, додаючи вектори відповідних комплексних значень:

$$\underline{U}_1 = \underline{U}_{L1} \pm \underline{U}_{M1}; \underline{U}_2 = \underline{U}_{L2} \pm \underline{U}_{M2}, \quad (3.105)$$



де знак "+" беруть при узгодженому вмиканні котушок з елементами L_1 і L_2 , знак "-" – при зустрічному.

Щоб розрізнити ці випадки вмикання, вхідні затискачі індуктивних елементів маркують крапкою "•". Якщо при розрахунку зазначені у схемі струми одночасно входять або виходять з боку вхідних затискачів, вмикання є узгодженим (рис.3.62,б),

у протилежному випадку – зустрічним (рис.3.62,в).

При розрахунках електричних кіл з наявністю магнітного зв'язку між елементами напруги взаємної індукції вводять у рівняння, які складають за другим законом Кірхгофа для комплексних значень, з урахуванням вже вказаного правила знаків.

Очевидно (і це слід враховувати, будуючи векторні діаграми), що вектори \underline{U}_{M2} і \underline{U}_{L1} випереджають струм I_1 , що зумовив їх, на кут зсуву фаз $\pi/2$ (3.24), (3.100), вектори \underline{U}_{L2} і \underline{U}_{M1} – струм I_2 також на кут $\pi/2$.

Принципи визначення коефіцієнта взаємної індуктивності, а також розрахунку електричних кіл синусоїдного струму з магнітним зв'язком подамо у наступних прикладах.

Приклад 3.16. Визначення параметрів котушок індуктивності.

Котушки з магнітним зв'язком випробовувались за схемами на рис.3.63. При вмиканні першої котушки L_1 у мережу з частотою $f=50$ Гц (рис.3.63,а) у її колі були виміряні напруга $U_1=150$ В, струм $I_1=2$ А та фазовий зсув між ними $\varphi_1=60^\circ$. На затискачах другої розімкненої котушки також була виміряна напруга $U_2=36$ В. При вмиканні в мережу другої котушки L_2 (рис.3.63,б) були виміряні для неї напруга $U_2=60$ В, струм $I_2=5$ А і фазовий зсув $\varphi_2=80^\circ$.

Потрібно зобразити схему заміщення двох котушок з магнітним зв'язком, визначити індуктивності й активні опори кожної з котушок, коефіцієнт взаємної індуктивності котушок M , а також покази вольтметра $V1$ на затискачах першої котушки у другому досліді (рис.3.63,б).

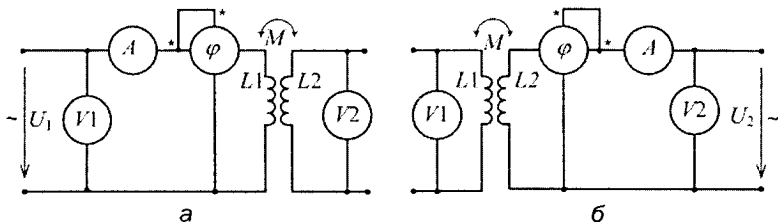


Рис.3.63. Схеми експериментальних досліджень котушок індуктивності

Розв'язання. Оскільки в першому досліді струму в другій котушці немає, то першу можна розглянути окремо. Використовуючи методику з підрозділу 3.10, дістаємо повний, активний і реактивний опори першої котушки: $Z_1 = U_1/I_1 = 75 \text{ Ом}$; $R_1 = Z_1 \cos \varphi_1 = 37,5 \text{ Ом}$; $X_{L1} = Z_1 \sin \varphi_1 = 65 \text{ Ом}$.

Напруга на затискачах другої котушки є напругою взаємної індукції $U_2 = U_{2M} = X_M I_1$, звідки знаходимо опір взаємної індукції

$$X_M = \frac{U_2}{I_1} = 18 \text{ Ом}.$$

З другого досліді знайдемо параметри другої котушки – повний, активний і реактивні опори: $Z_2 = \frac{U_2}{I_2} = 12 \text{ Ом}$; $R_2 = Z_2 \cos \varphi_2 = 1,1 \text{ Ом}$; $X_{L2} = Z_2 \sin \varphi_2 = 11,8 \text{ Ом}$.

Схему заміщення двох розглянутих котушок зображено на рис.3.64. При відомій кутовій частоті $\omega = 2\pi f = 314 \text{ с}^{-1}$ залишається визначити індуктивності та коефіцієнт взаємної індуктивності котушок, Гн: $L_1 = \frac{X_{L1}}{\omega} = 0,207$; $L_2 = \frac{X_{L2}}{\omega} = 0,038$; $M = \frac{X_M}{\omega} = 0,057$.

Напруга на затискачах першої котушки у другому досліді (рис.3.63,б) – напруга взаємної індукції: $U_1 = U_{1M} = X_M I_2 = 18 \cdot 5 = 90 \text{ В}$.

Приклад 3.17. Послідовне з'єднання котушок з магнітним зв'язком. Перша котушка має індуктивність $L_1 = 382 \text{ мГн}$ і активний опір $R_1 = 30 \text{ Ом}$; друга – $L_2 = 191 \text{ мГн}$; $R_2 = 80 \text{ Ом}$. Ці котушки мають

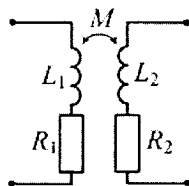


Рис. 3.64. Схема заміщення магнітозв'язаних котушок

коефіцієнт взаємної індуктивності $M=239$ мГн, з'єднані послідовно одна з одною і їхнє електричне коло живиться напругою з діючим значенням $U=380$ В та частотою $f=50$ Гц.

Визначити струм даного електричного кола, напруги на котушках, побудувати векторну діаграму із зазначенням складових цих напруг. Розглянути варіанти при узгодженому і при зустрічному вмиканні котушок.

Розв'язання при узгодженому вмиканні котушок. Електричну схему заміщення кола для цього випадку зображено на рис.3.65,а, де позначено низку напруг. Кутова частота електричних величин $\omega=2\pi f=314$ с⁻¹, власні індуктивні й взаємоіндуктивні опори: $X_{L1}=\omega L_1=120$ Ом; $X_{L2}=\omega L_2=60$ Ом; $X_M=\omega M=75$ Ом.

Поелементні активні, власні індуктивні й взаємоіндуктивні складові напруг знайдемо за співвідношеннями (3.19), (3.23) і (3.102) (струм знайдений далі):

$$U_{R1}=IR_1=32,8\text{ В}; U_{R2}=IR_2=87,4\text{ В};$$

$$U_{L1}=IX_{L1}=131\text{ В}; U_{L2}=IX_{L2}=65,5\text{ В};$$

$$U_{M1}=U_{M2}=X_M I=81,9\text{ В}.$$

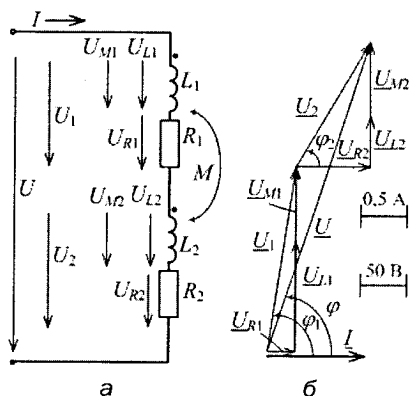


Рис. 3.65. Схема заміщення електричного кола при узгодженому вмиканні котушок і відповідна векторна діаграма

При послідовному з'єднанні по котушках проходить спільний струм, тому для кола на рис.3.65,а можна, вибравши відповідні масштаби, зобразити векторну діаграму, подану на рис.3.65,б. Тут вектор струму I проведено довільно, а вектори напруг $\underline{U}_{R1}, \underline{U}_{L1}, \underline{U}_{M1}, \underline{U}_{R2}, \underline{U}_{L2}, \underline{U}_{M2}$ відносно нього за вже встановленими правилами. За другим законом Кірхгофа визначаються напруги на котушках: $\underline{U}_1 = \underline{U}_{R1} + \underline{U}_{L1} + \underline{U}_{M1}$, $\underline{U}_2 = \underline{U}_{R2} + \underline{U}_{L2} + \underline{U}_{M2}$, з яких складається і загальна напруга: $\underline{U} = \underline{U}_1 + \underline{U}_2$.

За теоремою Піфагора відповідно до орієнтації напруг на рис.3.65,б:

$$U = \sqrt{(U_{R1} + U_{R2})^2 + (U_{L1} + U_{M1} + U_{L2} + U_{M2})^2},$$

а за співвідношеннями (3.19), (3.23) і (3.102) останнє перетворюється на:

$$U = \sqrt{(R_1 I + R_2 I)^2 + (X_{L1} I + X_M I + X_{L2} I + X_M I)^2} = I \sqrt{(R_1 + R_2)^2 + (X_{L1} + 2X_M + X_{L2})^2},$$

$$\text{звідки струм кола: } I = \frac{U}{\sqrt{(R_1 + R_2)^2 + (X_{L1} + X_{L2} + 2X_M)^2}} = \frac{380}{347,9} = 1,092 \text{ А.}$$

Аналогічно маємо напруги на затискачах першої і другої котушок:

$$U_1 = I \sqrt{R_1^2 + (X_{L1} + X_M)^2} = 1,092 \cdot 197,3 = 215,5 \text{ В;}$$

$$U_2 = I \sqrt{R_2^2 + (X_{L2} + X_M)^2} = 1,092 \cdot 156,9 = 171,3 \text{ В.}$$

З метою перевірки можна, наприклад, обчислити фазові зсуви цих напруг відносно струму й порівняти їх з вимірними на діаграмі. Фазові зсуви, позначені на рис.3.65,б, можна обчислити за співвідношеннями складових напруг, або через відповідні перетворення – через співвідношення опорів:

$$\varphi_1 = \arctg\left(\frac{X_{L1} + X_M}{R_1}\right) = 81,3^\circ; \quad \varphi_2 = \arctg\left(\frac{X_{L2} + X_M}{R_2}\right) = 59,3^\circ;$$

$$\varphi = \arctg\left(\frac{X_{L1} + X_{L2} + 2X_M}{R_1 + R_2}\right) = 71,6^\circ.$$

Розв'язання при зустрічному вмиканні котушок. Схему заміщення кола, що розглядається, зображено на рис. 3.66,а. Хід розрахунку в даному випадку повторює попередній, тільки з тією відмінністю, що у формулах, до яких входить U_M та X_M , тепер перед цими параметрами беремо знак “-” відповідно до (3.105).

Тоді струм:

$$I = \frac{U}{\sqrt{(R_1 + R_2)^2 + (X_{L1} + X_{L2} - 2X_M)^2}} = \frac{380}{114} = 3,33 \text{ А,}$$

а напруги на котушках:

$$U_1 = I \sqrt{R_1^2 + (X_{L1} - X_M)^2} = 3,33 \cdot 54,1 = 180 \text{ В;}$$

$$U_2 = I \sqrt{R_2^2 + (X_{L2} - X_M)^2} = 3,33 \cdot 81,4 = 271 \text{ В.}$$

Складові напруг обчислюємо за тими самими формулами, що й раніше, і отримуємо: $U_{R1} = 100 \text{ В; } U_{R2} = 267 \text{ В; } U_{L1} = 400 \text{ В; } U_{L2} = 200 \text{ В; } U_{M1} = U_{M2} = 250 \text{ В.}$

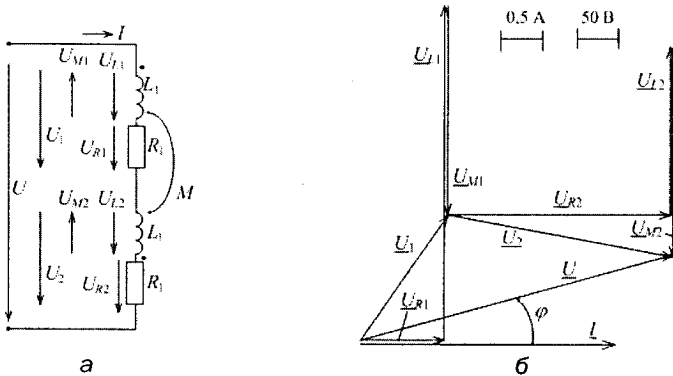


Рис. 3.66. Схема заміщення електричного кола при зустрічному вмиканні котушок і відповідна векторна діаграма

Векторну діаграму побудовано на рис.3.66,б. Порядок її побудови зберігається, тільки тепер до сум вектори \underline{U}_{M1} і \underline{U}_{M2} входять зі знаком “-“:

$$\underline{U}_1 = \underline{U}_{R1} + \underline{U}_{L1} - \underline{U}_{M1}; \quad \underline{U}_2 = \underline{U}_{R2} + \underline{U}_{L2} - \underline{U}_{M2}; \quad \underline{U} = \underline{U}_1 + \underline{U}_2.$$

Для перевірки можна, наприклад, обчислити фазовий зсув \underline{U} відносно \underline{I} :

$$\varphi = \arctg \frac{X_{L1} + X_{L2} - 2X_M}{R_1 + R_2} = 15,3^\circ$$

і порівняти його з отриманим на діаграмі.

Приклад 3.18. Вмикання магнітозв’язаних котушок без їхнього електричного зв’язку. Електрична схема заміщення двох котушок, які взаємодіють тільки через магнітне поле, подана на рис.3.67,а. Визначити струми котушок, якщо перша ввімкнена в мережу з напругою, що має частоту $f=50$ Гц і діюче значення $U=100$ В, а друга котушка замкнена. Опори елементів схеми заміщення: $R_1=20$ Ом; $R_2=10$ Ом; $X_{L1}=200$ Ом; $X_{L2}=120$ Ом; $X_M=140$ Ом.

Розв’язання. У даному випадку струми в котушках різні, тому не можна заздалегідь поєднувати опори R_1 і R_2 ; X_{L1} і X_M ; X_{L2} і X_M . Рішення задачі слід шукати символічним методом з використанням комплексних значень струмів, напруг і опорів. Роблячи так, запишемо рівняння напруг для контурів обох котушок згідно з другим законом Кірхгофа, враховуючи позначені на рис.3.67,а позитивні напрямки величин:

$$\underline{U} = \underline{U}_{L1} + \underline{U}_{M1} + \underline{U}_{R1}; \quad \underline{U}_{M2} + \underline{U}_{L2} + \underline{U}_{R2} = 0,$$

або більш деталізовано:

$$\underline{U}_1 = jX_{L1}I_1 + jX_M I_2 + R_1 I_1; \quad jX_M I_1 + jX_{L2} I_2 + R_2 I_2 = 0,$$

де знаки перед X_M відповідають узгодженому вмиканню котушок на рис.3.67,а.

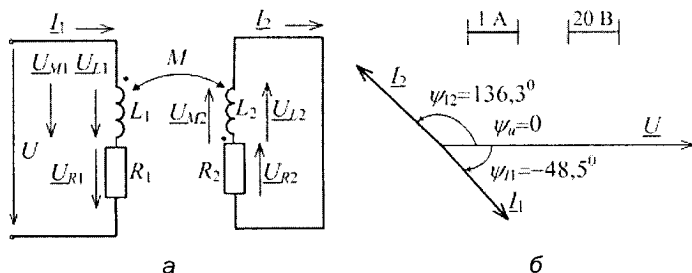


Рис. 3.67. Електрична схема заміщення двох магнітоз'язаних котушок та відповідна векторна діаграма

Тепер завдання визначення струмів зводиться до розв'язання системи з двох останніх рівнянь. З другого рівняння випливає:

$$\underline{I}_2 = \frac{-jX_M}{R_2 + jX_{L2}} \underline{I}_1.$$

Підставивши цей комплекс струму в перше рівняння, знайдемо:

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{U}}{R_1 + jX_{L1} + \frac{X_M^2}{R_2 + jX_{L2}}}.$$

Комплексне значення напруги на затискачах першої котушки $\underline{U} = Ue^{j\psi_u} = 100e^{j0^\circ} = 100\text{В}$, де початкову фазу \underline{U} взято довільно ($\psi_u = 0$).

Підставивши відомі числові значення \underline{U} та опорів, отримаємо комплексні значення струмів:

$$\underline{I}_1 = \frac{100}{20 + j200 + \frac{140^2}{10 + j120}} = 1,98e^{-j48,5^\circ} \text{ А}; \quad \underline{I}_2 = \frac{-j40}{10 + j120} \cdot 1,98e^{-j48,5^\circ} = 2,3e^{-j223,7^\circ} \text{ А}.$$

Звідси діючи значення струмів: $I_1 = 1,98 \text{ А}$; $I_2 = 2,3 \text{ А}$; їхні початкові фази $\psi_{I1} = -45,8^\circ$; $\psi_{I2} = -223,7^\circ$ або $\psi_{I2} = 360^\circ - 223,7^\circ = 136,3^\circ$.

Векторну діаграму побудовано на рис.3.67,б з урахуванням масштабів напруги і струмів.

Запитання для самоконтролю

1. Яким чином можна отримати синусоїдні електричні величини: ЕРС, струм, напругу?
2. У яких формах і як конкретно можна подати ці синусоїдні електричні величини і якими параметрами вони характеризуються?
3. Сформулюйте й запишіть закони Кірхгофа для електричного кола змінного синусоїдного струму.
4. Які ідеальні елементи застосовують у схемах заміщення електричних кіл синусоїдного струму?
5. Якими опорами та провідностями характеризуються ідеальні елементи і ділянки електричних кіл синусоїдного струму?
6. Які існують співвідношення синусоїдних напруги і струму на ідеальних елементах, а також на ділянці кола з послідовним з'єднанням цих елементів?
7. Якими є співвідношення синусоїдних напруги і струму на ділянці кола з паралельним з'єднанням ідеальних елементів?
8. Як будують векторні діаграми при розрахунку електричних кіл з послідовним і паралельним з'єднанням приймачів?
9. Яким чином виконують еквівалентні перетворення у колах синусоїдного струму і які типи перетворень Ви знаєте?
10. Якими потужностями характеризуються енергетичні процеси в електричних колах синусоїдного струму: як визначають ці потужності і як вони пов'язані між собою?
11. Які умови виникнення резонансу напруг і які співвідношення основних електричних величин у цьому режимі?
12. Які умови виникнення резонансу струмів і які співвідношення основних електричних величин у цьому режимі?
13. Як визначаються схеми заміщення приймачів електроенергії та параметри елементів цих схем?
14. Які основи і зміст символічного методу розрахунку електричних кіл синусоїдного струму?
15. У яких формах можна подавати комплексні значення струмів, ЕРС, напруг і опорів і як переходять від однієї форми до іншої при розрахунках?
16. Що таке комплексні опори і як їх розраховують?

17. Як проводяться еквівалентні перетворення в електричних колах при використанні комплексних опорів?
18. У чому полягає перевірка розрахунку електричних кіл синусоїдного струму за законами Кірхгофа та за енергобалансом?
19. У чому полягає проблема підвищення коефіцієнта потужності у електроенергетичних системах і як її вирішують?
20. Яким чином враховується наявність магнітного зв'язку між елементами при розрахунку електричних кіл синусоїдного струму?
21. Як можна знайти значення коефіцієнта взаємної індуктивності котушок на підставі експериментальних досліджень?
22. Які відмінності виникають при розрахунку послідовного з'єднання магнітозв'язаних котушок у разі їхнього узгодженого та зустрічного вмикання?
23. Як проводиться розрахунок електричного кола при вмиканні магнітозв'язаних котушок без їхнього електричного зв'язку?

4. ТРИФАЗНІ ЕЛЕКТРИЧНІ КОЛА

4.1. Отримання трифазної системи ЕРС

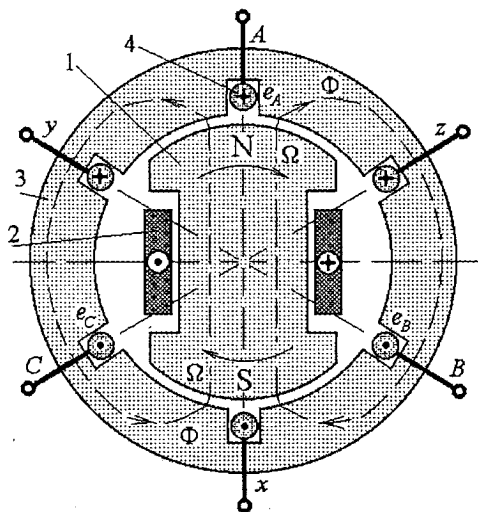


Рис. 4.1. Модель трифазного синхронного генератора

Обмотка статора 4 складається із трьох фаз: це три котушки або фазні обмотки Ax , By , Cz , зсунуті за кутом на 120° одна відносно одної.

Магнітне поле індуктора (ротора), що обертається, індукуює у фазних обмотках нерухомого статора ЕРС e_A , e_B , e_C у відповідності до закону електромагнітної індукції. Ці ЕРС змінюються за синусоїдним законом. І через те, що фази обмотки статора зсунуті на $1/3$ обороту, ЕРС в часі зсунуті одна відносно одної на $1/3$ періоду. Кутова частота ЕРС ω дорівнює кутовій швидкості індуктора Ω , тобто $\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T}$.

Трифазною називається електрична система, в якій діють три синусоїдних ЕРС, які індукуються в одному джерелі електроенергії і мають однакову частоту f , але відрізняються одна від одної за фазою на $1/3$ періоду T .

Джерелом, що виробляє таку систему ЕРС, є трифазний синхронний генератор, схематично показаний на рис. 4.1.

Індуктор, який складається з осердя 1 і розміщеної на ньому обмотки збудження 2, обертається з кутовою швидкістю Ω . По цій обмотці пропускають постійний струм і вона створює магнітне поле. Магнітний потік Φ поля збудження (показані його силові лінії) замыкається по осердю статора 3.

Трифазна симетрична система ЕРС зображена графічно на рис. 4.2, а і її можна записати в аналітичній формі таким чином:

$$e_A = E_m \sin \omega t; e_B = E_m \sin \left(\omega t - \frac{2}{3} \pi \right); e_C = E_m \sin \left(\omega t + \frac{2}{3} \pi \right). \quad (4.1)$$

Векторна діаграма цієї системи ЕРС подана на рис. 4.2, б.

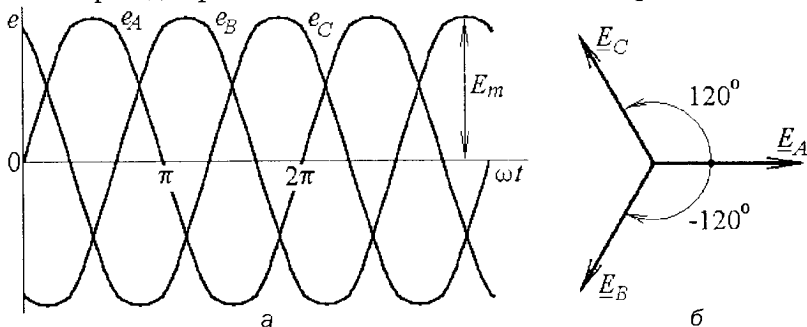


Рис. 4.2. Часові функції та векторна діаграма ЕРС трифазної симетричної системи

Трифазна система змінного струму — це основа всіх електроенергетичних систем, тобто практично вся електроенергія виробляється на електростанціях трифазними синхронними генераторами, передається на відстань по трифазним лініям електропередачі, перетворюється трифазними трансформаторами.

Електричні мережі побутового і локального виробничого призначення можуть бути однофазними, але насправді вони є тільки частиною трифазної системи.

Приймачі електроенергії можуть бути одно- і трифазними. Основним трифазним приймачем електроенергії є трифазний асинхронний електродвигун.

4.2. Способи з'єднання фаз трифазного джерела. Поняття про лінійні і фазні напруги

Три фази обмотки статора синхронного генератора можуть бути з'єднані двома основними способами: в «зірку» або «трикутник». Розглянемо ці варіанти з'єднання фаз генератора і подамо напруги, що виникають на його вихідних затискачах.

1. **Зірка** (див. рис. 4.3,а): кінці фаз x , y , z (рис. 4.1) з'єднані в один вузол N — нейтральну точку. З початків фаз A , B , C виходять відповідні проводи A , B , C , які називаються лінійними, провід із точки N є нейтральним.

Схема «зірка» має дві модифікації: «зірка» без нейтрального проводу (позначення Y) — трипровідна лінія електропередачі (ЛЕП); і «зірка» з нейтральним проводом (позначення YN) — чотирипровідна ЛЕП.

Розглянемо систему отриманих напруг (рис. 4.3,а):

U_{AB} , U_{BC} , U_{CA} — ці напруги між лінійними проводами називаються **лінійними**;

U_A , U_B , U_C — **фазні** напруги отримуються між одним із лінійних проводів і нейтральним проводом.

З рис. 4.3,а очевидно, що $\underline{U}_A = \underline{E}_A$, $\underline{U}_B = \underline{E}_B$, $\underline{U}_C = \underline{E}_C$, тому всі фазні напруги можна подати, як і ЕРС (4.1), аналітично:

$$u_A = U_m \sin \omega t; u_B = U_m \sin(\omega t - \frac{2}{3} \pi); u_C = U_m \sin(\omega t + \frac{2}{3} \pi), \quad (4.2)$$

а потім і за допомогою векторної діаграми (рис. 4.3,б).

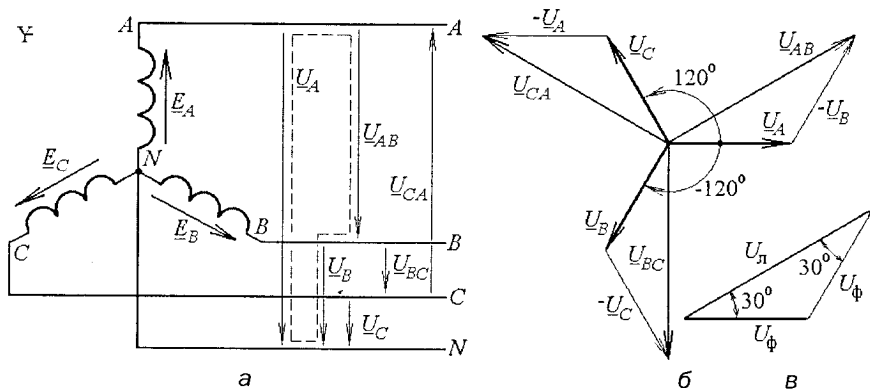


Рис. 4.3. Система напруг при з'єднанні фаз генератора «зіркою» і відповідна векторна діаграма

Така система напруг називається симетричною: у трьох напруг однакові амплітуда U_m і кутова частота ω , вони мають рівномірний часовий фазовий зсув на $1/3$ періоду.

Визначимо зв'язок між лінійними і фазними напругами за другим законом Кірхгофа, проходячи за вказаним контуром на рис. 4.3,а в системі проводів чотирипровідної трифазної ЛЕП:

$$\underline{U}_{AB} + \underline{U}_B - \underline{U}_A = 0. \quad (4.3)$$

Аналогічно можна скласти рівняння для інших напруг і таким чином отримати лінійні напруги:

$$\underline{U}_{AB} = \underline{U}_A - \underline{U}_B; \underline{U}_{BC} = \underline{U}_B - \underline{U}_C; \underline{U}_{CA} = \underline{U}_C - \underline{U}_A. \quad (4.4)$$

Побудуємо ці напруги на векторній діаграмі (рис. 4.3,б) на основі симетричної системи векторів фазних напруг. Вектори лінійних напруг будують за формулами (4.4) як різниці векторів відповідних фазних напруг. У результаті побудовань бачимо, що лінійні напруги створюють свою трифазну симетричну систему.

З отриманої векторної діаграми (рис. 4.3,б) витягнемо геометричну фігуру — трикутник напруг (рис. 4.3,в), де U_{ϕ} — фазна напруга, $U_{\text{л}}$ — лінійна напруга.

Розглянемо цей трикутник і з геометричних співвідношень отримаємо класичне співвідношення лінійної і фазної напруг у чотирипровідній ЛЕП:

$$\frac{U_{\text{л}}}{U_{\phi}} = \sqrt{3}. \quad (4.5)$$

Виходячи з цього, існує номінальний ряд напруг, який подано частково в табл. 4.1.

На закінчення зауважимо, що в трипровідній ЛЕП може бути тільки система із трьох лінійних напруг, вказаних на рис. 4.3,а.

Таблиця 4.1. Варіанти напруг, В

U_{ϕ}	127	220	380	660
$U_{\text{л}}$	220	380	660	1147

2. Трикутник Δ (рис. 4.4,а): кінці фаз x, y, z (див. рис. 4.1) з'єднані з початками наступних фаз B, C, A .

У цьому випадку від джерела йде трипровідна ЛЕП з лінійними проводами A, B, C і тут існує тільки система *лінійних* напруг U_{AB}, U_{BC}, U_{CA} .

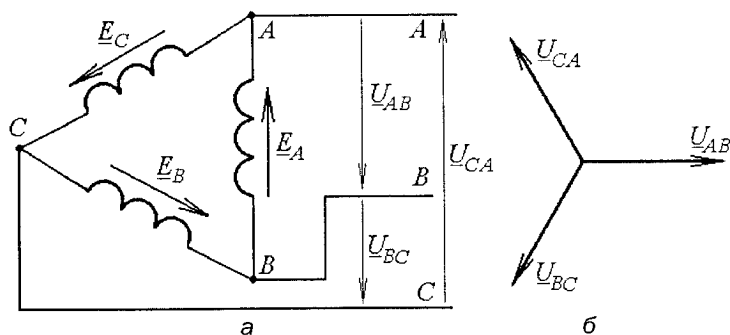


Рис. 4.4. Система напруг при з'єднанні фаз генератора «трикутником» і відповідна векторна діаграма

Із рис. 4.4,а випливає, що:

$$U_{AB} = E_A, \quad U_{BC} = E_B, \quad U_{CA} = E_C, \quad (4.6)$$

тому всі ці лінійні напруги можна подати так само, як і ЕРС в обмотці статора трифазного генератора: аналітично, графічно або за допомогою векторної діаграми, зображеної на рис. 4.4,б.

4.3. Способи включення навантаження у трифазну електричну мережу

Різні способи включення навантаження у трифазну електричну мережу подані на рис. 4.5, де використовується чотирипровідна ЛЕП.

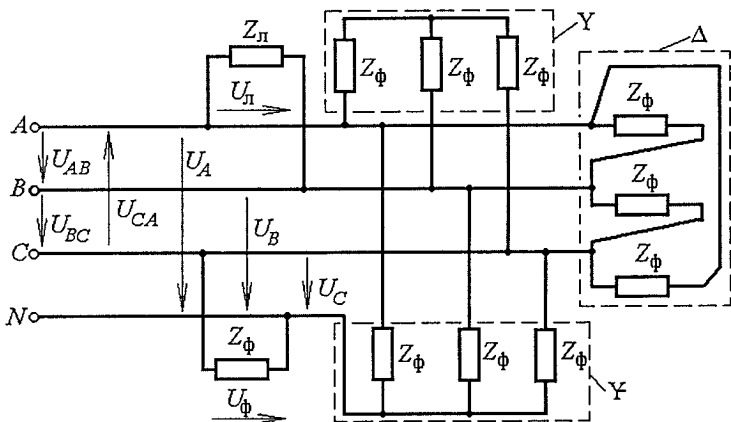


Рис. 4.5. Варіанти включення навантаження у трифазну електричну мережу

1. Однофазні приймачі можуть бути включені двома способами:

- між якою-небудь лінією (на рисунку — лінія C) і нейтраллю N, тому приймач Z_{ϕ} отримає фазну напругу U_{ϕ} ;
- між двома лінійними проводами (в цьому разі взято лінії A і B), тому приймач $Z_{л}$ отримує лінійну напругу $U_{л}$.

2. Трифазні приймачі: $Z_{\phi}, Z_{\phi}, Z_{\phi}$ — три однофазних приймачі, об'єднані у спільне коло, і тут можливі наступні варіанти схеми:

- зірка з нейтраллю Y;
- зірка без нейтралі Y;
- трикутник Δ.

Кожний однофазний приймач (рис. 4.5 і рис. 4.6) характеризується, як відомо, повним опором фази (3.32):

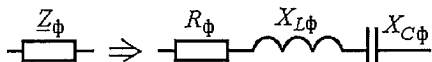


Рис. 4.6. Подання фазного навантаження

$$Z_{\phi} = \sqrt{R_{\phi}^2 + (X_{L\phi} - X_{C\phi})^2}, \quad (4.7)$$

а також фазовим зсувом (3.33)

$$\varphi_{\phi} = \arctg \frac{X_{L\phi} - X_{C\phi}}{R_{\phi}}. \quad (4.8)$$

Трифазне навантаження називається *симетричним*, якщо опори всіх трьох фазних приймачів ідентичні за величиною Z_{ϕ} і за характером, тобто за аргументом φ_{ϕ} . Якщо хоча б одна умова не виконується, навантаження називається *несиметричним*.

4.4. Основні розрахункові співвідношення у трифазному навантаженні

4.4.1. Схема зірка (рис. 4.7)

Наведемо назви напруг і струмів, відображених на схемі:

U_A, U_B, U_C — фазні

напруги в мережі — $U_{\phi м}$;

U_a, U_b, U_c — фазні напруги на навантаженні — $U_{\phi н}$;

I_A, I_B, I_C — лінійні струми — I_{ϕ} ;

I_a, I_b, I_c — фазні струми — I_{ϕ} ; I_N — струм нейтралі;

U_N — напруга зміщення нейтралі.

При розрахунках трифазного наванта-

ження звичайно вважається, що в мережі задана лінійна напруга $U_{\text{л}}$ ($U_{AB} = U_{BC} = U_{CA} = U_{\text{л}}$), а також параметри кожної фази навантаження, тобто повні опори Z_a, Z_b, Z_c і фазові зсуви напруги і струму на них $\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$ (визначаються за відомими правилами, як це показано формулами (4.7) і (4.8)).

У всіх варіантах для схеми «зірка» фазні напруги в мережі визначаються на основі отриманого раніше співвідношення (4.5):

$$U_A = U_B = U_C = U_{\phi м} = \frac{U_{\text{л}}}{\sqrt{3}}.$$

За наявності нейтрального проводу (вимикач Q на рис. 4.7 замкнений) на фазах приймача встановлюється така ж симетрична система фазних напруг, як і в мережі, тобто $\underline{U}_a = \underline{U}_A$; $\underline{U}_b = \underline{U}_B$;

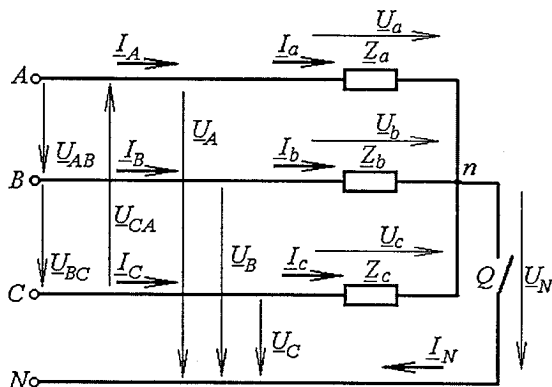


Рис. 4.7. Розрахункова схема при з'єднанні приймачів «зіркою»

$\underline{U}_c = \underline{U}_C$ (використовуючи векторне зображення, маємо на увазі рівність відповідних напруг за величиною і фазою) або для діючих значень $U_{\text{фн}} = U_{\text{фм}}$.

За відсутності нейтрального проводу (вимикач Q на рис. 4.7 розімкнутий) ситуація рівності відповідних фазних напруг $\underline{U}_a = \underline{U}_A$; $\underline{U}_b = \underline{U}_B$; $\underline{U}_c = \underline{U}_C$ або $U_{\text{фн}} = U_{\text{фм}}$ забезпечується тільки при симетричному навантаженні.

Для вказаних ситуацій при $U_{\text{фн}} = U_{\text{фм}}$ розрахунок має такий порядок.

За законом Ома визначаються фазні струми:

$$I_a = \frac{U_a}{Z_a}; I_b = \frac{U_b}{Z_b}; I_c = \frac{U_c}{Z_c}. \quad (4.9)$$

При симетричному навантаженні, з урахуванням рівності опорів фаз $Z_a = Z_b = Z_c = Z_\phi$ і фазних напруг $U_a = U_b = U_c = U_{\text{фн}}$, отримуємо однакові фазні струми $I_\phi = I_a = I_b = I_c$, при несиметричному навантаженні – різні струми.

За схемою «зірка» (див. рис. 4.7) лінійні і фазні струми дорівнюють один одному: $I_A = I_a$; $I_B = I_b$; $I_C = I_c$ або $I_\Delta = I_\phi$.

Якщо є нейтральний провід, то на основі першого закону Кірхгофа струм у ньому:

$$\underline{I}_N = \underline{I}_a + \underline{I}_b + \underline{I}_c. \quad (4.10)$$

Це підсумовування стосується векторної форми струмів, тому скористаємося векторною діаграмою.

На рис. 4.8,а ілюстрація відповідає симетричному навантаженню: спочатку будуємо симетричну систему фазних напруг, а потім однакові за довжиною вектори фазних струмів, кожний із яких проводимо під кутом ϕ_ϕ по відношенню до своєї фазної напруги (фазовий зсув при симетричному навантаженні скрізь однаковий: $\phi_a = \phi_b = \phi_c = \phi_\phi$). Для прикладу припустимо активно-індуктивний характер навантаження, тобто $\phi_\phi > 0$. Підсумовування за формулою (4.10) при симетричному навантаженні дає струм нейтралі, який дорівнює нулю. Отже, при симетричному навантаженні нейтральний провід не потрібен.

На рис. 4.8,б ілюстрація відповідає несиметричному навантаженню: знову спочатку будуємо симетричну систему фазних напруг, а потім різні за довжиною вектори фазних струмів, кожний із яких проводимо під своїм кутом ϕ_a, ϕ_b, ϕ_c по відношенню до своєї фазної напруги. Для прикладу припустимо $\phi_a > 0, \phi_b = 0, \phi_c < 0$.

Підсумовування за формулою (4.10) дає струм нейтралі, який при несиметричному навантаженні не дорівнює нулю.

Розрахунковим шляхом струм нейтралі можна визначити за тією ж формулою (4.10), але проводячи попередньо обчислювання фазних струмів символічним методом

$$\underline{I}_a = \frac{\underline{U}_a}{\underline{Z}_a}; \underline{I}_b = \frac{\underline{U}_b}{\underline{Z}_b}; \underline{I}_c = \frac{\underline{U}_c}{\underline{Z}_c}, \quad (4.11)$$

де використовуються комплексні значення фазних напруг на навантаженні $\underline{U}_a = U_{\text{фн}}$; $\underline{U}_b = U_{\text{фн}} e^{-j120^\circ}$; $\underline{U}_c = U_{\text{фн}} e^{j120^\circ}$ і опорів фаз $\underline{Z}_a, \underline{Z}_b, \underline{Z}_c$.

Якщо при несиметричному навантаженні відбудеться обрив нейтрального проводу, то з'являється напруга «зміщення нейтралі» \underline{U}_N , яка може бути обчислена символічним методом:

$$\underline{U}_N = \frac{\underline{U}_A \underline{Y}_a + \underline{U}_B \underline{Y}_b + \underline{U}_C \underline{Y}_c}{\underline{Y}_a + \underline{Y}_b + \underline{Y}_c}, \quad (4.12)$$

де комплексні значення фазних напруг у мережі $\underline{U}_A = U_{\text{фм}}$; $\underline{U}_B = U_{\text{фм}} e^{-j120^\circ}$; $\underline{U}_C = U_{\text{фм}} e^{j120^\circ}$ і провідностей фаз $\underline{Y}_a = \frac{1}{\underline{Z}_a}$; $\underline{Y}_b = \frac{1}{\underline{Z}_b}$; $\underline{Y}_c = \frac{1}{\underline{Z}_c}$.

Тоді фазні напруги на приймачах (рис. 4.7) на підставі другого закону Кірхгофа:

$$\underline{U}_a = \underline{U}_A - \underline{U}_N; \underline{U}_b = \underline{U}_B - \underline{U}_N; \underline{U}_c = \underline{U}_C - \underline{U}_N. \quad (4.13)$$

Ці напруги будуть різними: виникає так званий «перекіс фаз», який ілюструється за допомогою векторної діаграми на рис. 4.8, в. Тобто фазні напруги на навантаженні відрізняються одна від одної і від фазних напруг у мережі, що недопустимо.

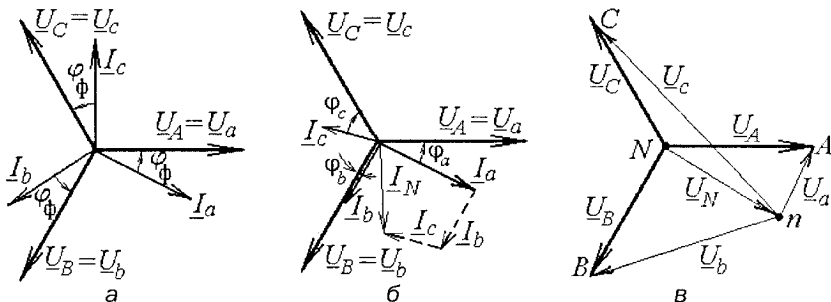


Рис. 4.8. Векторні діаграми при з'єднанні приймачів «зіркою» для різних варіантів навантаження

Активну потужність у всіх випадках можна розраховувати для кожної з фаз приймача:

$$P_a = U_a I_a \cos \varphi_a; P_b = U_b I_b \cos \varphi_b; P_c = U_c I_c \cos \varphi_c, \quad (4.14)$$

а для всієї «зірки»:

$$P_Y = P_a + P_b + P_c. \quad (4.15)$$

При симетричному навантаженні активну потужність можна розрахувати для однієї фази:

$$P_\phi = U_\phi I_\phi \cos \varphi_\phi, \quad (4.16)$$

тоді для всієї зірки $P_Y = 3P_\phi$.

При симетричному навантаженні з урахуванням того, що $I_\phi = I_\pi$ і $U_{\phi\pi} = U_\pi / \sqrt{3}$, отримаємо вираз потужності через лінійні величини:

$$P_Y = \sqrt{3} U_\pi I_\pi \cos \varphi_\phi. \quad (4.17)$$

Аналогічно для кола за схемою «зірка» розраховуються реактивні потужності

$$\begin{aligned} Q_a &= U_a I_a \sin \varphi_a; Q_b = U_b I_b \sin \varphi_b; \\ Q_c &= U_c I_c \sin \varphi_c; Q_Y = Q_a + Q_b + Q_c, \end{aligned} \quad (4.18)$$

а при симетричному навантаженні:

$$Q_Y = 3U_\phi I_\phi \sin \varphi_\phi = \sqrt{3} U_\pi I_\pi \sin \varphi_\phi. \quad (4.19)$$

4.4.2. Схема трикутник (рис. 4.9)

Наведемо назви напруг і струмів, відображених на схемі Δ :

U_{AB}, U_{BC}, U_{CA} — лінійні напруги U_π , причому при з'єднанні трикутником вони безпосередньо утворюють і фазні напруги U_ϕ на навантаженні U_{ab}, U_{bc}, U_{ca} ;

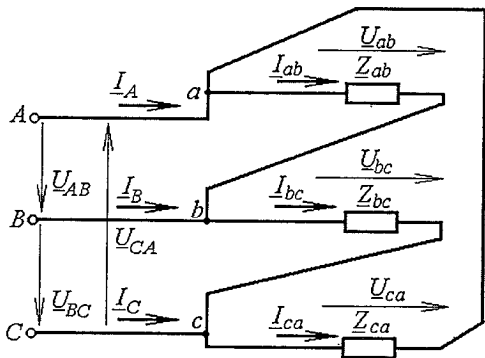


Рис. 4.9. Розрахункова схема при з'єднанні приймачів «трикутником»

Z_{ab}, Z_{bc}, Z_{ca} — опори фаз — Z_ϕ ;

I_A, I_B, I_C — лінійні струми — I_π ;

I_{ab}, I_{bc}, I_{ca} — струми фазних навантажень (фазні струми) — I_ϕ .

При розрахунку трифазного навантаження, з'єданого за схемою «трикутник», припустимо, як і у випадку «зірки», що задано діючі значення лінійних

напруг в мережі $U_{AB} = U_{BC} = U_{CA} = U_{\text{л}}$, а також задано опори фаз за величиною, тобто Z_{ab}, Z_{bc}, Z_{ca} , і за характером, тобто $\varphi_{ab}, \varphi_{bc}, \varphi_{ca}$.

Решту величин можна визначити в наступному порядку.

Зі схеми видно, що фазні напруги дорівнюють лінійним $U_{\text{ф}} = U_{\text{л}}$ і, отже, дорівнюють одна одній, тобто $U_{ab} = U_{bc} = U_{ca} = U_{\text{ф}}$.

Тоді фазні струми за законом Ома:

$$I_{ab} = \frac{U_{ab}}{Z_{ab}}; I_{bc} = \frac{U_{bc}}{Z_{bc}}; I_{ca} = \frac{U_{ca}}{Z_{ca}}. \quad (4.20)$$

При симетричному навантаженні, з урахуванням рівності опорів фаз $Z_{ab} = Z_{bc} = Z_{ca} = Z_{\text{ф}}$, отримуємо однакові фазні струми

$$I_{\text{ф}} = I_{ab} = I_{bc} = I_{ca} = \frac{U_{\text{ф}}}{Z_{\text{ф}}}.$$

Лінійні струми визначаються на підставі першого закону Кірхгофа: для вузла a за рис. 4.9 $\underline{I}_A - \underline{I}_{ab} + \underline{I}_{ca} = 0$. Аналогічно робимо для вузлів b і c та отримуємо таким чином лінійні струми:

$$\underline{I}_A = \underline{I}_{ab} - \underline{I}_{ca}; \underline{I}_B = \underline{I}_{bc} - \underline{I}_{ab}; \underline{I}_C = \underline{I}_{ca} - \underline{I}_{bc}. \quad (4.21)$$

На рис. 4.10,а ілюстрація відповідає симетричному навантаженню: спочатку будемо симетричну систему фазних напруг (вони ж є лінійними напругами), а потім однакові за довжиною вектори фазних струмів, кожний із яких проводимо під кутом $\varphi_{\text{ф}}$ по відношенню до своєї фазної напруги (фазовий зсув при симетричному навантаженні скрізь однаковий: $\varphi_{ab} = \varphi_{bc} = \varphi_{ca} = \varphi_{\text{ф}}$). Для прикладу припустимо активно-емнісний характер навантаження, тобто $\varphi_{\text{ф}} < 0$.

Лінійні струми будемо на основі формул (4.21) як різницю векторів відповідних фазних струмів.

Із діаграми витягнемо трикутник струмів (рис. 4.10,б) і з геометричних викладок отримуємо класичне співвідношення між лінійним і фазним струмами для трифазного симетричного навантаження за схемою «трикутник»:

$$\frac{I_{\text{л}}}{I_{\text{ф}}} = \sqrt{3} \quad \text{або} \quad I_{\text{л}} = \sqrt{3} I_{\text{ф}}. \quad (4.22)$$

На рис. 4.10,в ілюстрація відповідає несиметричному навантаженню: знову спочатку будемо симетричну систему фазних напруг, а потім різні за довжиною вектори фазних струмів, кожний із яких проводимо під своїм кутом $\varphi_{ab}, \varphi_{bc}, \varphi_{ca}$ відносно своєї фазної напруги (припустимо $\varphi_{ab} > 0; \varphi_{bc} < 0; \varphi_{ca} = 0$).

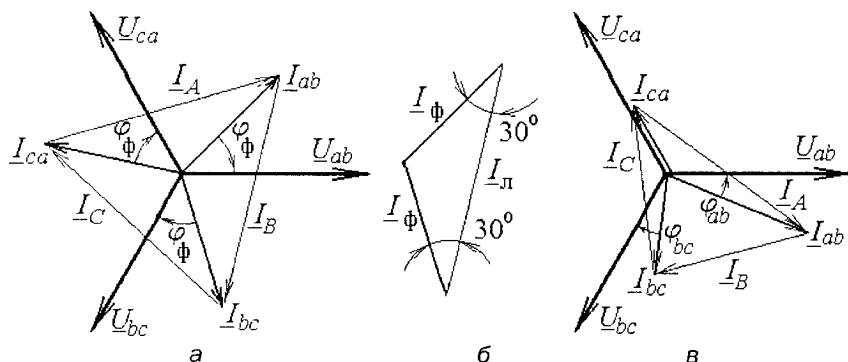


Рис. 4.10. Векторні діаграми при з'єднанні приймачів «трикутником» для різних варіантів навантаження

На рис. 4.10,в, як і на рис. 4.10,а, лінійні струми будемо на основі формул (4.21), як різниці векторів відповідних фазних струмів.

Розрахунковим шляхом лінійні струми можна визначити за тими ж формулами (4.21) як різниці фазних струмів символічним методом, але проводячи попередньо обчислення комплексних значень фазних струмів:

$$I_{ab} = \frac{U_{ab}}{Z_{ab}}; I_{bc} = \frac{U_{bc}}{Z_{bc}}; I_{ca} = \frac{U_{ca}}{Z_{ca}}, \quad (4.23)$$

де використовуються комплексні значення фазних напруг на навантаженні $\underline{U}_{ab} = U_{\phi}$; $\underline{U}_{bc} = U_{\phi} e^{-j120^\circ}$; $\underline{U}_{ca} = U_{\phi} e^{j120^\circ}$ і опорів фаз Z_{ab}, Z_{bc}, Z_{ca} .

Активну потужність у загальному випадку можна розрахувати для кожної із фаз приймача:

$$P_{ab} = U_{ab} I_{ab} \cos \varphi_{ab}; P_{bc} = U_{bc} I_{bc} \cos \varphi_{bc}; P_{ca} = U_{ca} I_{ca} \cos \varphi_{ca}, \quad (4.24)$$

а для всього «трикутника»:

$$P_{\Delta} = P_{ab} + P_{bc} + P_{ca}. \quad (4.25)$$

При симетричному навантаженні активну потужність можна розрахувати для однієї фази:

$$P_{\phi} = U_{\phi} I_{\phi} \cos \varphi_{\phi}, \quad (4.26)$$

тоді для всього трикутника $P_{\Delta} = 3P_{\phi}$.

При симетричному навантаженні, з урахуванням, що $I_{\phi} = \frac{I_{\pi}}{\sqrt{3}}$ і $U_{\phi} = U_{\pi}$, отримуємо вираз потужності через лінійні величини:

$$P_{\Delta} = \sqrt{3} U_{\pi} I_{\pi} \cos \varphi_{\phi}, \quad (4.27)$$

що повторює формулу (4.17).

Аналогічно розраховуються реактивні потужності для кола за схемою «трикутник»:

$$\begin{aligned} Q_{ab} &= U_{ab} I_{ab} \sin \varphi_{ab}; \quad Q_{bc} = U_{bc} I_{bc} \sin \varphi_{bc}; \\ Q_{ca} &= U_{ca} I_{ca} \sin \varphi_{ca}; \quad Q_{\Delta} = Q_{ab} + Q_{bc} + Q_{ca}, \end{aligned} \quad (4.28)$$

а при симетричному навантаженні:

$$Q_{\Delta} = 3U_{\phi} I_{\phi} \sin \varphi_{\phi} = \sqrt{3} U_{л} I_{л} \sin \varphi_{\phi}. \quad (4.29)$$

Приклад 4.1. Розрахунок трифазного навантаження.

У трифазну мережу з лінійною напругою 380 В увімкнуте симетричне навантаження (наприклад, асинхронний двигун) з параметрами схеми заміщення кожної фази $R = 40$ Ом, $X_L = 30$ Ом. Визначити фазні і лінійні струми, а також споживану потужність при з'єднанні фаз навантаження «зіркою» і «трикутником». Побудувати векторні діаграми для обох випадків.

Розв'язання. На рис. 4.11 показані схеми заміщення навантаження. Для обох схем повний опір і фазовий зсув між фазними напругою і струмом у кожній фазі:

$$\begin{aligned} Z_{\phi} &= \sqrt{R^2 + X_L^2} = \sqrt{40^2 + 30^2} = 50 \text{ Ом}; \\ \varphi &= \arctg \frac{X_L}{R} = \arctg \frac{30}{40} = 36,9^{\circ}. \end{aligned}$$

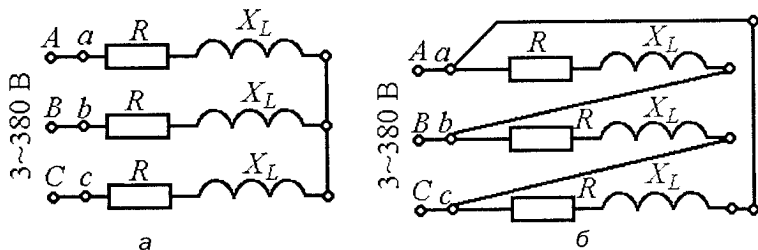


Рис. 4.11. Схеми заміщення при включенні навантаження «зіркою» (а) і «трикутником» (б)

При з'єднанні фаз **зіркою** (рис. 4.11, а) фазні напруги, фазні і лінійні струми:

$$\begin{aligned} U_{\phi} &= \frac{U_{л}}{\sqrt{3}} = \frac{380}{\sqrt{3}} = 220 \text{ В}; \\ I_a = I_b = I_c = I_{\phi} &= \frac{U_{\phi}}{Z_{\phi}} = \frac{220}{50} = 4,4 \text{ А}; \end{aligned}$$

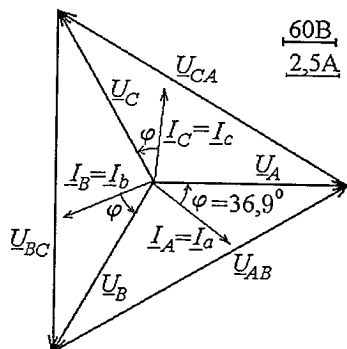


Рис. 4.12. Векторна діаграма при з'єднанні навантаження «зіркою»

активна потужність:

$$P_{\Delta} = 3P_{\phi} = 3U_{\phi}I_{\phi} \cos \varphi = 3 \cdot 380 \cdot 7,6 \cdot 0,8 = 6930 \text{ Вт.}$$

Векторна діаграма для «трикутника» зображена на рис. 4.13 у двох на вигляд різних, але по суті рівноцінних варіантах.

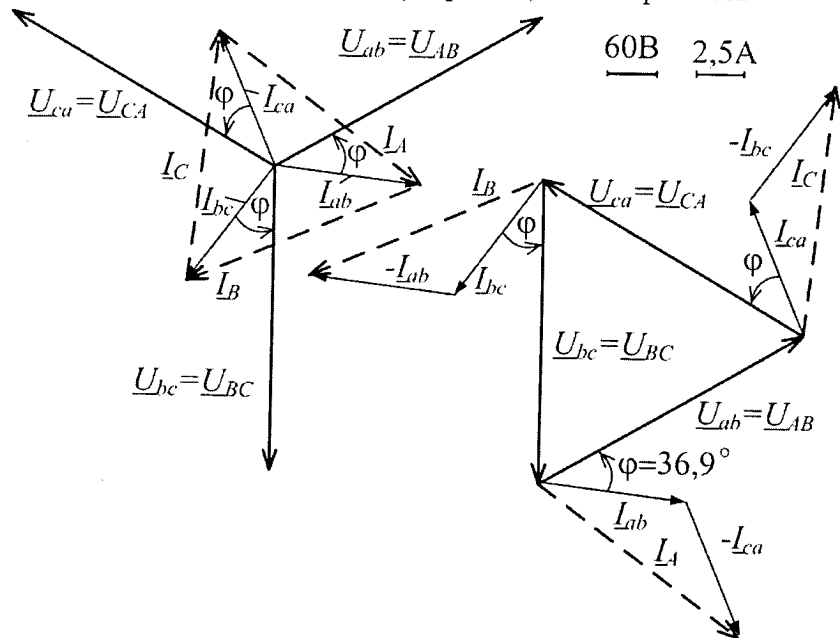


Рис. 4.13. Векторна діаграма при з'єднанні навантаження «трикутником»

$$I_A = I_B = I_C = I_{\text{л}} = I_{\phi} = 4,4 \text{ А.}$$

Активна потужність усієї «зірки»:

$$P_Y = 3P_{\phi} = 3U_{\phi}I_{\phi} \cos \varphi = 3 \cdot 220 \cdot 4,4 \cdot 0,8 = 2310 \text{ Вт.}$$

Векторна діаграма для «зірки» зображена на рис. 4.12.

При з'єднанні фаз **трикутником** (рис. 4.11,б) фазні напруги $U_{\phi} = U_{\text{л}} = 380 \text{ В}$; фазні і лінійні струми:

$$I_{ab} = I_{bc} = I_{ca} = I_{\phi} = \frac{U_{\phi}}{Z_{\phi}} = \frac{380}{50} = 7,6 \text{ А;}$$

$$I_A = I_B = I_C = I_{\text{л}} = \sqrt{3}I_{\phi} = \sqrt{3} \cdot 7,6 = 13,2 \text{ А;}$$

Очевидно, що при з'єднанні за схемою «трикутник» струми і потужності, що споживаються із мережі, утричі більші, ніж у з'єднанні за схемою «зірка».

Запитання для самоконтролю

1. Яким чином можна отримати трифазну систему синусоїдних ЕРС та напруг?
2. Дайте визначення симетричної трифазної системи ЕРС. Запишіть вирази для миттєвих значень ЕРС, їхні комплексні діючі значення та побудуйте векторну діаграму.
3. Зобразіть схеми з'єднання фаз обмотки трифазного генератора «зіркою» і «трикутником»; дайте визначення фазних і лінійних напруг та вкажіть співвідношення між ними в цих схемах.
4. Як можна вмикати однофазні та трифазні приймачі у трифазну мережу?
5. Зобразіть трифазний приймач, який має схему «зірка», та вкажіть на цій схемі фазні та лінійні напруги і струми.
6. Зобразіть трифазний приймач, який має схему «трикутник», та вкажіть на цій схемі фазні та лінійні напруги і струми.
7. Які співвідношення між лінійними й фазними струмами і напругами при симетричному навантаженні (з'єднання «зіркою» та «трикутником»)?
8. Яке призначення нейтрального проводу в чотирипровідній мережі? Що буде, якщо він обірветься при симетричному й несиметричному навантаженні?
9. Що таке зміщення нейтралі, в яких випадках воно виникає і як його розрахувати?
10. Запишіть формули визначення активної, реактивної та повної потужностей трифазного кола.
11. Як впливає перемикування трифазних приймачів зі з'єднання «зірка» на «трикутник» на струми та споживану потужність?

5. ПЕРЕХІДНІ ПРОЦЕСИ В ЕЛЕКТРИЧНИХ КОЛАХ

5.1. Загальне поняття про перехідні процеси і закони комутації

Розглянуті раніше кола постійного струму і кола синусоїдного струму характеризуються усталеними процесами. У колах постійного струму встановлюються постійні струми і напруги, в колах синусоїдного струму — гармонічні струми і напруги.

При різних *комутаціях*, тобто вмиканні або вимиканні всього кола чи окремих його віток, відбувається перехід із вихідного усталеного стану в інший усталений стан. Цей перехід супроводжується складними електромагнітними явищами, об'єднаними терміном «*перехідний процес*».

При перехідних процесах струми і напруги можуть мати значення, недосяжні ні в якому усталеному стані, тобто перехідний процес — режим екстремальних навантажень. Це, з одного боку, може призвести до аварійної ситуації, а з другого — може бути практично використано. Тому ціла низка електротехнічних і електронних пристроїв, що містять електричні кола, за своїм принципом дії орієнтована на застосування перехідних процесів. З огляду на це треба вміти аналізувати і розраховувати перехідні процеси.

Складні явища при перехідних процесах пов'язані з тим, що в електричному колі, яке комутується, є індуктивні і ємнісні накопичувачі енергії, які не можуть миттєво змінити свою енергію, в той час як сама комутація відбувається практично миттєво. Така електромагнітна інерційність індуктивних і ємнісних елементів при аналізі перехідних процесів враховується за допомогою таких двох законів комутації.

Перший закон комутації характеризує струм вітки, яка містить індуктивний елемент (рис. 5.1, а): **струм індуктивного елемента не може змінюватися стрибкоподібно**, а саме:

$$i_L(+0) = i_L(-0); t = 0, \quad (5.1)$$

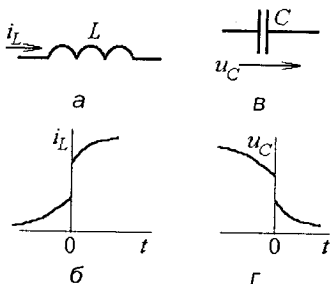


Рис. 5.1. До законів комутації

де $t = -0$ і $t = +0$ — один і той же момент часу, але до і після комутації.

Доведення. Відомо, що індуктивний елемент відображає явище накопичування магнітної енергії $W_M = \frac{L i_L^2}{2}$, при цьому миттєва потужність такого процесу $p_M = \frac{\partial W_M}{\partial t} = L i_L \frac{d i_L}{dt}$.

Якщо припустити, що струм може змінитися стрибкоподібно, як на рис. 5.1, б, то похідна $d i_L / dt = \infty$, отже і $p_M = > \infty$. Однак у природі не існують джерела нескінченної потужності, тому стрибок струму в індуктивному елементі неможливий.

Другий закон комутації характеризує напругу на ємнісному елементі (рис. 5.1, в): **напруга на ємнісному елементі не може змінюватися стрибкоподібно**, а саме:

$$u_C(+0) = u_C(-0); t = 0. \quad (5.2)$$

Доведення. Відомо, що ємнісний елемент відображає явище накопичування електричної енергії $W_E = \frac{C u_C^2}{2}$, при цьому споживана миттєва потужність $p_E = \frac{\partial W_E}{\partial t} = C u_C \frac{d u_C}{dt}$.

Якщо припустити, що напруга змінюється стрибкоподібно, як на рис. 5.1, г, то похідна $|d u_C / dt| = \infty$, а отже і $|p_E| = > \infty$. Однак у природі не існують джерела нескінченної потужності, отже стрибок напруги на ємнісному елементі неможливий.

5.2. Загальні принципи аналізу перехідних процесів

Розрахувати перехідний процес — означає визначити характер змінювання за часом t даної електричної величини — напруги $u(t)$ або струму $i(t)$, поки триває цей процес. З цією метою для електричного кола, утвореного після комутації і поданого електричною схемою заміщення, за законами Кірхгофа складаються рівняння з використанням миттєвих значень напруг і струмів. Наприклад, для електричного кола на рис. 5.2 після перемикування вимикача Q

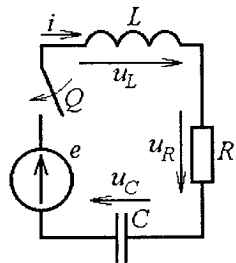


Рис. 5.2. Подання схеми заміщення електричного кола при аналізі перехідного процесу

можна скласти лише одне рівняння за другим законом Кірхгофа:

$$u_L + u_R + u_C = e. \quad (5.3)$$

Природно, що кількість невідомих треба звести до кількості складених рівнянь. З урахуванням того, що напруги на ідеальних елементах можна виразити через струм за формулами (1.9), (1.4) і (1.11):

$$u_L = L \frac{di}{dt}; \quad u_R = iR; \quad u_C = \frac{1}{C} \int idt, \quad (5.4)$$

маємо з (5.3) наступне одне диференціальне рівняння з одним невідомим – струмом i :

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int idt = e. \quad (5.5)$$

Або з урахуванням того, що на ємнісному елементі струм за (1.10):

$$i = C \frac{du_C}{dt}, \quad (5.6)$$

рівняння (5.5) перетворюється на диференціальне рівняння з невідомим u_C :

$$LC \frac{d^2 u_C}{dt^2} + RC \frac{du_C}{dt} + u_C = e. \quad (5.7)$$

Функція ЕРС джерела $e(t)$ і параметри елементів R , L та C повинні бути задані. Якщо ці елементи є лінійними, то рівняння (5.5), (5.7) є лінійними диференціальними рівняннями другого порядку. Якщо в схемі за рис. 5.3 немає одного з елементів – L або C , тоді рівняння (5.5) і (5.7) спрощуються і перехідний процес описує диференціальне рівняння першого порядку.

При розв'язанні складених рівнянь функції величин, що визначаються, можна подати сумою двох складових: усталеної (i_y , u_y) – це частинний розв'язок та вільної (i_B , u_B) – це загальний розв'язок:

$$i = i_y + i_B; \quad u = u_y + u_B. \quad (5.8)$$

Усталена складова відповідає усталеному режиму, який виникає через значний час після комутації, і зумовлена дією джерел ЕРС. Вільна складова виникає за рахунок зміни енергії електричного і магнітного полів в елементах L та C і відповідає проходженню процесу без впливу джерел ЕРС.

Загальний розв'язок для вільної складової має вид експоненти, наприклад, для напруги і струму:

$$u_{\text{в}} = A_u e^{pt}; \quad i_{\text{в}} = A_i e^{pt}, \quad (5.9)$$

де: A_u, A_i – сталі інтегрування; p – характеристичний параметр; e – основа натуральних логарифмів (не плутати з ЕРС).

Сталі інтегрування для вільних складових визначаються з початкових умов при $t = 0$ на ґрунті двох законів комутації (5.1) і (5.2).

Наступна послідовність дій при розрахунку перехідного процесу відповідає методу, який вважається класичним.

1. Для електричного кола, що утворилось після його комутації, зобразити електричну схему заміщення, яка складається із визначеного набору ідеальних елементів R, L, C . Вказати умовні позитивні напрямки струмів і напруг на елементах кола. Скласти диференційні рівняння перехідного процесу для миттєвих значень електричних величин, використовуючи закони Кірхгофа. У цих рівняннях треба залишити невідомими ті величини, для яких у конкретному колі можна безпосередньо застосувати будь-який із законів комутації (5.1) і (5.2).
2. Визначити усталені складові струму і напруги на елементах кола після комутації, коли перехідний процес закінчився. Усталені складові визначаються за правилами розрахунку кіл постійного струму, якщо ЕРС джерела є постійною, або за правилами розрахунку кіл синусоїдного струму, якщо ЕРС джерела синусоїдна.
3. Визначити вільні складові електричних величин. Для цього знайти функцію, яка задовольняє розв'язанню диференційного рівняння без правої частини (у рівняннях (5.5) або (5.7) ЕРС $e = 0$). Ця функція (як правило, це вже згадувана експонента (5.9)) підставляється в таке рівняння, і виникає характеристичне алгебраїчне рівняння з невідомим p . Корені останнього рівняння дають значення характеристичного параметра p .
4. Розрахувати сталі інтегрування, що входять до вільних складових струмів і напруг (5.9). З цією метою визначити початкові умови, тобто звичайними методами для усталеного *вихідного* стану кола розрахувати струми і напруги на елементах до його комутації при $t = -0$. Потім підставити в (5.8) вирази, знайдені для складових, й отримати формули сумарних значень електричних величин (5.8) після комутації при $t = +0$. Для цих сумарних значень застосувати закони комутації (5.1) і (5.2) і з отриманих алгебраїчних рівнянь визначити сталі інтегрування.

5. Алгебраїчна сума усталеної і вільної (з урахуванням знайдених сталих інтегрування) складових струму або напруги (5.8) дає вираз їхніх сумарних функцій під час перехідного процесу, тобто конкретні функції $u(t)$ та $i(t)$.

5.3. Приклади аналізу перехідних процесів

5.3.1. Вмикання котушки індуктивності

до джерела постійної ЕРС (рис. 5.3, а)

Вважається, що параметри схеми заміщення R , L котушки індуктивності і постійна ЕРС E задані.

Відповідно до загальних правил складемо рівняння за другим законом Кірхгофа для кола після замикання вимикача Q , а саме

$u_R + u_L = E$, де напруги виразимо за (5.4) через струм i :

$$L \frac{di}{dt} + Ri = E. \quad (5.10)$$

Розв'язок шукаємо для струму як суму двох складових $i = i_y + i_b$.

ЕРС постійна, тому усталений струм буде також постійним, і його можна визначити за схемою

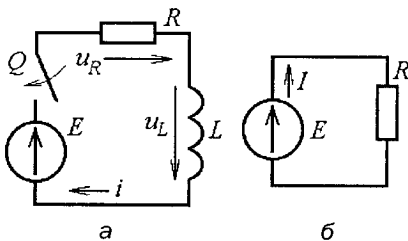


Рис. 5.3. Вмикання котушки індуктивності

рис. 5.3, б, отриманої зі схеми рис. 5.3, а, а саме $i_y = I = \frac{E}{R}$ (для постійного струму елемент L не чинить опору).

Для вільної складової при $E = 0$ з (5.10) маємо диференціальне рівняння першого порядку:

$$L \frac{di_b}{dt} + Ri_b = 0. \quad (5.11)$$

Його розв'язок відомий з курсу математики і має загальний вигляд (5.9) $i_b = A_i e^{pt}$. Для знаходження p визначимо

похідну $\frac{di_b}{dt} = pA_i e^{pt} = pi_b$ і підставимо її в (5.11). Тоді з $Lpi_b + Ri_b = 0$ маємо характеристичний параметр $p = -\frac{R}{L}$.

На практиці використовується величина $\tau = \left| \frac{1}{p} \right|$ — постійна часу [с], яка задає швидкість протікання перехідного процесу і його тривалість.

Конкретно для кола, що розглядається:

$$\tau = \frac{L}{R}. \quad (5.12)$$

Зводимо усталену і вільну складові разом (5.8):

$$i = \frac{E}{R} + A_i e^{pt}. \quad ((5.13)$$

До комутації при $t = -0$ струм у колі відсутній: $i(-0) = 0$. За першим законом комутації (5.1) після замикання вимикача в колі за рис. 5.3, а струм повинен зберегтися: $i(+0) = i(-0)$. Таким чином початкове значення струму $i(0) = 0$, тобто $i = 0$ при $t = 0$. Після підстановки цих значень у формулу (5.13) маємо $0 = \frac{E}{R} + A_i$, а звідси — і саму сталу інтегрування $A_i = -\frac{E}{R}$.

З урахуванням цього підсумкові розв'язки для струму (5.13), а також для напруг на елементах L і R (5.4):

$$i = \frac{E}{R} - \frac{E}{R} e^{pt} = \frac{E}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right); \quad u_L = L \frac{di}{dt} = L \frac{E}{R} e^{-\frac{t}{\tau}} \left(\frac{1}{\tau} \right) = E e^{-\frac{t}{\tau}}; \quad u_R = Ri = E \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right). \quad (5.14)$$

За приклад візьмемо параметри: $R = 40$ Ом; $L = 0,1$ Гн; $E = 24$ В. Тоді за формулами (5.12) і (5.14) маємо постійну часу $\tau = 2,5 \cdot 10^{-3}$ с = 2,5 мс і функції струму і напруг $i = 0,6(1 - e^{-400t})$ А; $u_L = 24e^{-400t}$ В; $u_R = 24(1 - e^{-400t})$ В.

Графіки цих струму і напруг зображені на рис. 5.4. На осі часу масштаб подано у відносних одиницях, як це загальноприйнято для зручності. Очевидно, що можна вважати перехідний процес практично завершеним за час $t = (4 \dots 5)\tau$. Зауважимо також, що дотична Д, проведена до кривої струму, досягає усталеного значення за час $t = \tau$ (аналогічно можна зробити і для функцій напруг). Таким чином, стала часу

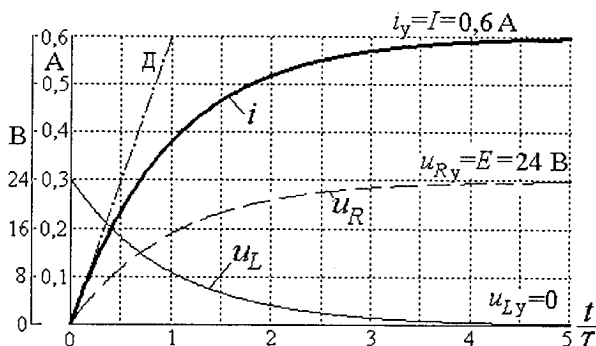


Рис. 5.4. Перехідні напруги і струм при вмиканні котушки індуктивності

дає змогу оцінити швидкість протікання процесу відразу після комутації, а також його тривалість.

5.3.2. Вмикання конденсатора до джерела постійної ЕРС (через резистор) (рис. 5.5, а)

Вихідне рівняння для контура після комутації за другим законом Кірхгофа $u_R + u_C = E$. Робимо підстановку за (5.4) і (5.6)

$$u_R = Ri; \quad i = C \frac{du_C}{dt} \quad \text{і отримуємо диференціальне рівняння}$$

$$RC \frac{du_C}{dt} + u_C = E, \quad (5.15)$$

яке за (5.8) підлягає розв'язанню у вигляді $u_C = u_{Cу} + u_{Cв}$.

Очевидно, що всі усталені величини повинні бути постійними, тому що ЕРС постійна. У тому числі усталена напруга конденсатора також є постійною величиною $u_{Cу} = U_C = E$ (конденсатор зарядиться до напруги, яка дорівнює ЕРС джерела).

Рівняння для вільної складової при $E = 0$ з (5.15) має вигляд:

$$RC \frac{du_{Cв}}{dt} + u_{Cв} = 0, \quad (5.16)$$

а його загальний розв'язок за (5.9): $u_{Cв} = A_u e^{pt}$. Від цього виразу

похідна $\frac{du_{Cв}}{dt} = A_u p e^{pt} = p u_{Cв}$; підставимо її у рівняння (5.16) і отримуємо $RC p u_{Cв} + u_{Cв} = 0$. Звідси знаходимо характеристичний параметр і сталу часу [с]:

$$p = -\frac{1}{RC}; \quad \tau = \left| \frac{1}{p} \right| = RC. \quad (5.17)$$

Зводимо розв'язки для двох складових воєдино:

$$u_C = E + A_u e^{-pt}; \quad (5.18)$$

вважаємо, що конденсатор був незаряджений, тому при $t = 0$ буде за законом комутації (5.2) $u_C(0) = 0$ і після підстановки цього в (5.18) маємо $E + A_u = 0$, звідки стала інтегрування $A_u = -E$.

Підсумковий розв'язок:

$$u_C = E - E e^{pt} = E \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right), \quad (5.19)$$

на основі чого з формули (5.6) маємо струм:

$$i = \frac{E}{R} e^{-\frac{t}{\tau}}, \quad (5.20)$$

а потім і напругу на резисторі:

$$u_R = Ri = E e^{-\frac{t}{\tau}}. \quad (5.21)$$

За приклад візьмемо такі значення параметрів: $R = 1000 \text{ Ом}$; $C = 50 \text{ мкФ}$; $E = 24 \text{ В}$. Тоді за формулами (5.17), (5.20), (5.21) і (5.19) маємо сталу часу $\tau = RC = 1000 \cdot 50 \cdot 10^{-6} = 0,05 \text{ с} = 50 \text{ мс}$ і функції струму $i = 0,024 e^{-20t} \text{ А}$ та напруг $u_R = 24e^{-20t} \text{ В}$; $u_C = 24(1 - e^{-20t}) \text{ В}$.

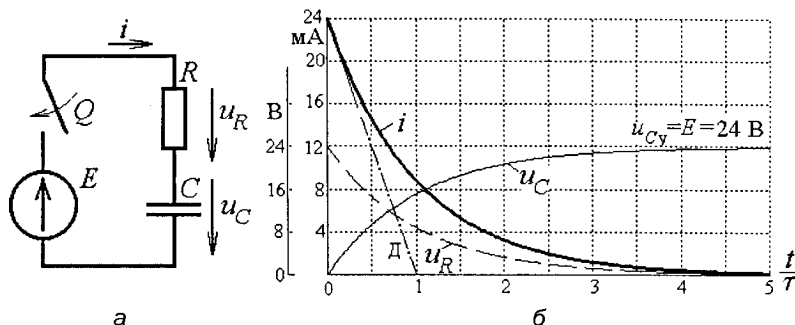


Рис. 5.5. Перехідний процес при вмиканні конденсатора

Графіки цих струму і напруг подані на рис. 5.5, б. Принцип побудови графіків аналогічний тому, що і для рис. 5.4. На підставі побудов можна зробити аналогічні зауваження і висновки про швидкість і тривалість перехідного процесу.

5.3.3. Відключення котушки індуктивності від джерела постійної ЕРС з розрядом на резистор (рис. 5.6)

Діючи відповідно до встановленого порядку, отримуємо наступні розрахункові вирази для схеми кола, що створилося після одночасної комутації вимикачів $Q1$ і $Q2$:

$$u_L + u_R + u_{R_p} = 0, \text{ або } L \frac{di}{dt} + Ri + R_p i = 0. \quad (5.22)$$

Розв'язок містить тільки вільну складову $i = i_b$, бо усталена складова $i_y = 0$ (в колі після комутації джерело відключене).

Рівняння для вільної складової за (5.22):

$$L \frac{di_b}{dt} + (R + R_p) i_b = 0 \quad (5.23)$$

має відомий розв'язок (5.9) $i_b = A_i e^{pt}$.

За вже відомими діями визначаються характеристичний параметр і стала часу:

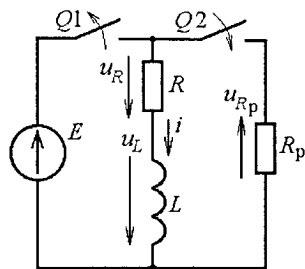


Рис. 5.6. Вимикання котушки індуктивності

$$\frac{di_B}{dt} = pi_B; Lpi_B + (R + R_p)i_B = 0;$$

$$p = -\frac{R + R_p}{L}; \tau = \left| \frac{1}{p} \right| = \frac{L}{R + R_p}.$$

Для визначення сталої інтегрування A_i використаємо початкові умови. Коли вимикач Q1 був замкнений, від джерела через котушку індуктивності проходив постійний струм, але індуктивний елемент L при такому струмі не враховується, тому при $t = 0$ $i(0) = \frac{E}{R}$. Підставимо це у вираз струму i_B і отримуємо рівняння $\frac{E}{R} = A_i e^{p \cdot 0}$ та сталу інтегрування $A_i = \frac{E}{R}$.

Таким чином, розв'язки для струму і напруг:

$$i = \frac{E}{R} e^{-\frac{t}{\tau}}; u_L = L \frac{di}{dt} = -E \frac{R + R_p}{R} e^{-\frac{t}{\tau}};$$

$$u_R = Ri = E e^{-\frac{t}{\tau}}; u_{R_p} = R_p i = E \frac{R_p}{R} e^{-\frac{t}{\tau}}. \quad (5.24)$$

За приклад візьмемо наступні значення параметрів: $R = 40$ Ом; $L = 0,1$ Гн; $E = 24$ В; $R_p = 360$ Ом. Тоді за наведеними вище формулами маємо сталу часу $\tau = 0,25 \cdot 10^{-3}$ с = 0,25 мс і функції струму і напруг $i = 0,6e^{-4000t}$ А; $u_L = -240e^{-4000t}$ В; $u_{R_p} = 216e^{-4000t}$ В; $u_R = 24e^{-4000t}$ В.

Графіки цих струмів і напруг наведені на рис. 5.7.

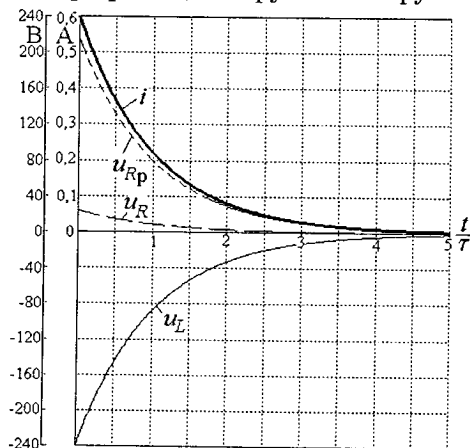


Рис. 5.7. Перехідні напруги і струм при вимиканні котушки індуктивності

Привертає увагу такий цікавий факт. У схемі за рис. 5.8 використовується ЕРС, яка дорівнює 24 В. А при переходному процесі отримується напруга до 240 В. І це не межа: напругу можна отримати ще більшою, якщо використати більший розрядний опір R_p . Така можливість практично використовується у низці електротехнічних пристроїв, наприклад, у системі запалення карбюраторних двигунів.

5.3.4. Відключення конденсатора від джерела постійної ЕРС з розрядом на резистор (рис. 5.8, а)

Припустимо, що конденсатор був заряджений від джерела постійної ЕРС E . Потім вимикачем $Q1$ відключили джерело і замкнули вимикач $Q2$, ініціюючи тим самим перехідний процес розряду конденсатора.

Для контура, що залишився, за другим законом Кірхгофа складемо рівняння:

$$-u_C + u_R + u_{R_p} = 0.$$

Зробимо підстановки $u_R = Ri$; $u_{R_p} = R_p i$; $i = -C \frac{du_C}{dt}$ у це рівняння й отримаємо проміжний вираз $-u_C - RC \frac{du_C}{dt} - R_p C \frac{du_C}{dt} = 0$, а після спрощень маємо диференціальне рівняння з одним невідомим u_C :

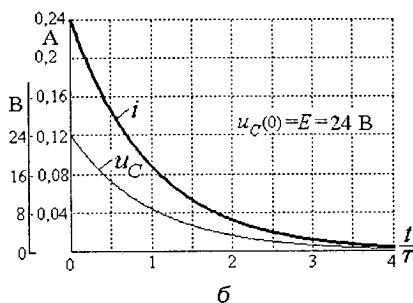
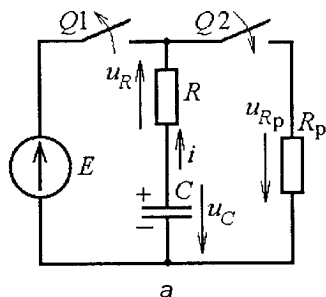


Рис. 5.8. Перехідний процес при розряді конденсатора на резистор

$$(R + R_p) C \frac{du_C}{dt} + u_C = 0. \quad (5.25)$$

Розв'яжемо рівняння (5.25) звичайним чином. Усталена складова $u_{Cy} = 0$ (при досягненні усталеного стану конденсатор повністю розрядиться). Тому підсумковий розв'язок складається тільки з вільної складової $u_C = u_{Cв}$ і має відомий загальний вигляд $u_C = A_u e^{pt}$. Діючи, як і в пункті 5.3.2, беремо похідну від u_C і формуємо характеристичне рівняння $(R + R_p) C p u_C + u_C = 0$. Знаходимо його корінь і сталу часу для кола, що розглядається:

$$p = -\frac{1}{(R + R_p) C}; \quad \tau = (R + R_p) C. \quad (5.26)$$

Відповідно до другого закону комутації (5.2) напруга на смісному елементі миттєво змінитися не може, тобто при $t = 0$ маємо $u_C = E$. Підставляючи це у формулу розв'язку, маємо $E = A_u e^{p \cdot 0}$, звідки отримаємо сталу інтегрування $A_u = E$ і підсумковий розв'язок:

$$u_C = E e^{-\frac{t}{\tau}}. \quad (5.27)$$

На його основі струм $i = -C \frac{du_C}{dt} = CE e^{-\frac{t}{\tau}} \cdot \frac{1}{\tau} i$, остаточно:

$$i = \frac{E e^{-\frac{t}{\tau}}}{R + R_p}. \quad (5.28)$$

Для прикладу візьмемо наступні значення параметрів: $R = 10$ Ом; $C = 50$ мкФ; $R_p = 90$ Ом; $E = 24$ В.

Тоді за формулами (5.26), (5.28) і (5.27) маємо сталу часу:

$$\tau = (R + R_p) C = 100 \cdot 50 \cdot 10^{-6} = 0,005 \text{ с} = 5 \text{ мс}$$

і функції струму і напруги $i = 0,24 e^{-200t}$ А; $u_C = 24 e^{-200t}$ В.

Графіки цих функцій наведені на рис. 5.8, б.

5.3.5. Підключення котушки індуктивності до джерела синусоїдної ЕРС (рис. 5.9)

Джерело має синусоїдну ЕРС $e = E_m \sin(\omega t + \psi_e)$.

Для кола за рис. 5.9 після його комутації рівняння має вигляд $u_L + u_R = e$. Але з урахуванням (5.4) отримуємо диференціальне рівняння:

$$L \frac{di}{dt} + Ri = e, \quad (5.29)$$

розв'язок якого $i = i_y + i_b$ складається з двох складових струму.

ЕРС синусоїдна, тому всі усталені електричні величини також будуть синусоїдними, в тому числі і струм:

$$i_y = I_m \sin(\omega t + \psi_i). \quad (5.30)$$

Рис. 5.9. Вмикання котушки індуктивності

Цю функцію усталеного струму належить визначити за правилами розрахунку кіл синусоїдного струму. А саме, індуктивний і повний опори кола, амплітуда струму, фазовий зсув між струмом і ЕРС та початкова фаза струму визначаються за відомими формулами (див. розділ 3):

$$X_L = \omega L; Z = \sqrt{R^2 + X_L^2}; I_m = \frac{E_m}{Z}; \varphi = \arctg \frac{X_L}{R}; \psi_i = \psi_e - \varphi. \quad (5.31)$$

Рівняння для вільної складової відповідає розглянутому в прикладі 5.3.1 і має вигляд (5.11) $L \frac{di_B}{dt} + Ri_B = 0$. Воно розв'язується за відомими вже правилами, тобто вільна складова струму $i_B = A_i e^{pt}$, а відповідний характеристичний параметр і стала часу (5.12) мають вже відомі вирази $p = -\frac{R}{L}$; $\tau = \frac{L}{R}$.

Зводимо складові струму разом і маємо для нього розв'язок

$$i = I_m \sin(\omega t + \Psi_i) + A_i e^{pt}. \quad (5.32)$$

Сталу інтегрування A_i знайдемо, використовуючи початкові умови і перший закон комутації (5.1), тобто $i(0) = 0$. Підставляючи це і $t = 0$ у вираз струму (5.32), маємо $0 = I_m \sin \Psi_i + A_i$, а звідси $A_i = -I_m \sin \Psi_i$.

Остаточний вираз для струму:

$$i = I_m \sin(\omega t + \Psi_i) - I_m \sin \Psi_i e^{-\frac{t}{\tau}}. \quad (5.33)$$

Тут можливі два крайні випадки отриманої функції, які ми розглянемо на конкретному прикладі при наступних вихідних даних для схеми за рис. 5.9:

$$L = 0,1 \text{ Гн}; R = 5 \text{ Ом}; E_m = 180 \text{ В}; \omega = 314 \text{ с}^{-1}.$$

За формулами (5.31) і (5.12) знаходяться:

$$X_L = 31,4 \text{ Ом}; Z = 31,8 \text{ Ом}; I_m = 5,66 \text{ А}; \varphi = 81^\circ; \tau = 0,02 \text{ с}.$$

Перший — простіший — варіант функції струму отримуємо при $\psi_i = 0$, що можливо, якщо $\Psi_e = \varphi = 81^\circ$. Тоді відразу маємо усталений синусоїдний процес (5.30) $i = I_m \sin \omega t = 5,66 \sin 314 t \text{ А}$. Відповідні графіки для ЕРС і струму наведені на рис. 5.10.

Другий — найбільш складний варіант — отримуємо при $\psi_i = \frac{\pi}{2} = 90^\circ$, що можливо, якщо $\Psi_e = \Psi_i + \varphi = 90^\circ + 81^\circ = 171^\circ = 2,985 \text{ рад}$.

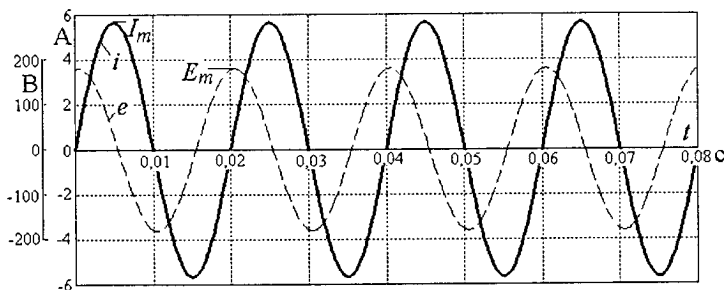


Рис. 5.10. Простіший варіант функції струму при вмиканні котушки

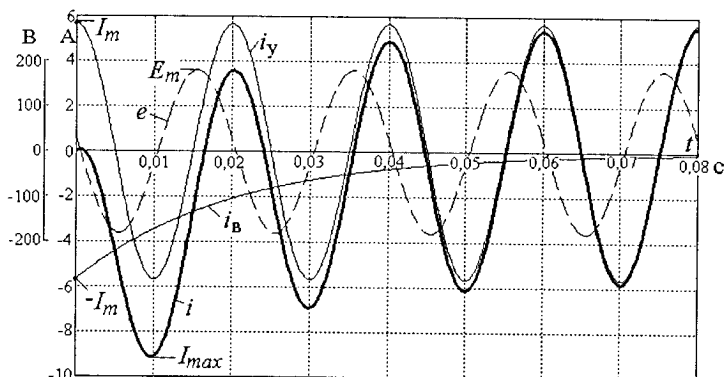


Рис. 5.11. Найскладніший варіант функції струму при вмиканні котушки

У цьому випадку маємо за (5.33) функцію струму $i = 5,66 \sin\left(314t + \frac{\pi}{2}\right) - 5,66e^{-50t}$ А. Графік цієї функції разом з графіками ЕРС і усталеної та вільної складових струму подані на рис. 5.11. Очевидно, що найбільше значення струму виникає протягом першого періоду і в цьому випадку це екстремальне значення $I_{\max} = 9,12$ А, а взагалі існує обмеження $I_{\max} < 2I_m$.

При інших значеннях ψ_i функція струму має проміжний вигляд між двома крайніми випадками, поданими на рис. 5.10 і 5.11.

5.3.6. Розряд конденсатора

на котушку індуктивності (рис. 5.12)

Як впливає зі схеми заміщення на рис. 5.12, конденсатор C був попередньо заряджений від джерела постійної ЕРС E , а потім переключений на котушку індуктивності, що подана резистивним R і індуктивним L ідеальними елементами.

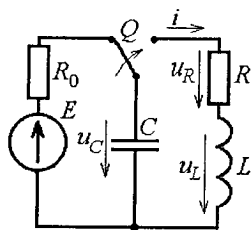


Рис. 5.12. Розряд конденсатора на котушку індуктивності

Щоб розрахувати перехідний процес, розглянемо контур, що утворився після комутації кола перемикачем Q . Для цього контура за другим законом Кірхгофа складаємо рівняння:

$$u_L + u_R - u_C = 0. \quad (5.34)$$

Для того, щоб залишити одне невідоме, а у даному випадку це буде напруга на конденсаторі u_C , врахуємо відомі взаємозв'язки величин (5.4), (5.6) $u_L = L \frac{di}{dt}$; $u_R = i \cdot R$; $i = -C \frac{du_C}{dt}$

(знак мінус через зустрічні напрямки u_C та i), і отримуємо диференціальне рівняння другого порядку $CL \frac{d^2 u_C}{dt^2} + RC \frac{du_C}{dt} + u_C = 0$, яке подамо у вигляді:

$$\frac{d^2 u_C}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{du_C}{dt} + \frac{1}{LC} u_C = 0. \quad (5.35)$$

Підсумковий розв'язок $u_C = u_{Cy} + u_{Cb}$, який звичайно (5.8) утворюється зі складових, у даному випадку матиме тільки вільну складову $u_C = u_{Cb}$, через те, що усталена складова u_{Cy} дорівнює нулю у зв'язку з відсутністю первинного джерела електроенергії в розрядному контурі.

Розв'язок диференційного рівняння (5.35) має загальну форму (5.9) у вигляді експоненти $u_C = A_u e^{pt}$, де A_u — стала інтегрування, e — основа натурального логарифма, p — характеристичний параметр.

З метою визначення p візьмемо першу і другу похідні від u_C : $\frac{du_C}{dt} = p A_u e^{pt} = p u_C$; $\frac{d^2 u_C}{dt^2} = p^2 A_u e^{pt} = p^2 u_C$ і підставимо їх у диференціальне рівняння (5.35). Із виразу $p^2 u_C + \frac{R}{L} p u_C + \frac{1}{LC} u_C = 0$, який утворився, отримаємо характеристичне рівняння:

$$p^2 + p \frac{R}{L} + \frac{1}{LC} = 0. \quad (5.36)$$

За суттю це квадратне алгебраїчне рівняння.

Відомий розв'язок цього рівняння, який містить два кореня:

$$p_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}} = -\alpha \pm \sqrt{\beta^2}, \quad (5.37)$$

де позначено:

$$\alpha = \frac{R}{2L}; \quad \beta^2 = \left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}. \quad (5.38)$$

Залежно від значення підкореневого виразу β^2 можливі три варіанти конкретних розв'язків, відомих із курсу математики.

Варіант 1. Якщо в (5.38) $\beta^2 > 0$, то корені (5.37) дійсні, негативні і різні: $p_1 = -\alpha - \beta$, $p_2 = -\alpha + \beta$, причому $p_1 < 0$; $p_2 < 0$; $|p_1| > |p_2|$.

У цьому випадку розв'язок для напруги має вигляд:

$$u_C = A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t}, \quad (5.39)$$

а звідси і струм:

$$i = -C \frac{du_C}{dt} = -C(p_1 A_1 e^{p_1 t} + p_2 A_2 e^{p_2 t}). \quad (5.40)$$

Сталі інтегрування A_1 і A_2 знайдемо, використовуючи початкові умови при $t = 0$ за законами комутації (5.1) і (5.2): для струму $i(0) = 0$ (у зв'язку з наявністю індуктивного елемента і за умови, що до комутації струм у ньому відсутній) і для напруги $u_C(0) = E$ (у зв'язку з наявністю ємнісного елемента і за умови, що конденсатор був повністю заряджений від джерела). Початкові значення i і u_C та значення $t = 0$ підставимо у вирази напруги (5.39) і струму (5.40) та отримуємо систему з двох рівнянь:

$$E = A_1 + A_2; \quad 0 = -C(p_1 A_1 + p_2 A_2). \quad (5.41)$$

Її розв'язання і дає сталі інтегрування:

$$A_1 = -\frac{p_2 E}{p_1 - p_2}; \quad A_2 = \frac{p_1 E}{p_1 - p_2}. \quad (5.42)$$

У підсумку стають повністю визначеними наведені вище функції напруги u_C (5.39) і струму i (5.40). З урахуванням проміжних виразів функція струму може бути приведена до вигляду:

$$i = \frac{C p_1 p_2 E}{p_1 - p_2} e^{p_1 t} - \frac{C p_1 p_2 E}{p_1 - p_2} e^{p_2 t} \quad \text{або} \quad i = D_1 e^{p_1 t} + D_2 e^{p_2 t},$$

причому $D_1 < 0$; $D_2 > 0$ і $|D_1| = |D_2|$.

Розглянемо числовий приклад. Нехай задані параметри елементів кола на рис. 5.12: $E = 120$ В; $R = 75$ Ом; $L = 0,5$ Гн; $C = 400$ мкФ.

Тоді за (5.38) отримаємо $\alpha = \frac{R}{2L} = 75 \text{ с}^{-1}$; $\beta^2 = \left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC} = 625 \text{ с}^{-2}$, тобто позитивне значення β^2 . Відповідні корені (5.37) характеристичного рівняння (5.36) $p_1 = -50 \text{ с}^{-1}$, $p_2 = -100 \text{ с}^{-1}$ і сталі інтегрування (5.42):

$$A_1 = -\frac{p_2 E}{p_1 - p_2} = -\frac{-100 \cdot 120}{-50 - (-100)} = 240 \text{ В};$$

$$A_2 = \frac{p_1 E}{p_1 - p_2} = \frac{-50 \cdot 120}{-50 - (-100)} = 120 \text{ В}.$$

Таким чином маємо замість (5.39) і (5.40), а також з (5.4):

$$u_C = -\frac{p_2 E}{p_1 - p_2} e^{p_1 t} + \frac{p_1 E}{p_1 - p_2} e^{p_2 t} = 240(e^{-50t} - 0,5e^{-100t}) \text{ В};$$

$$i = \frac{C p_1 p_2 E}{p_1 - p_2} (e^{p_1 t} - e^{p_2 t}) = 4,8(e^{-50t} - e^{-100t}) \text{ А};$$

$$u_R = i R = 4,8 \cdot 75 (e^{-50t} - e^{-100t}) = 360 (e^{-50t} - e^{-100t}) \text{ В};$$

$$u_L = L \frac{di}{dt} = \frac{LC p_1 p_2 E}{p_1 - p_2} (p_1 e^{p_1 t} - p_2 e^{p_2 t}) = 240 (e^{-100 t} - 0,5 e^{-50 t}) \text{ В.}$$

Результати розрахунку у вигляді кривих часових залежностей струму і напруг зображені на рис. 5.13.

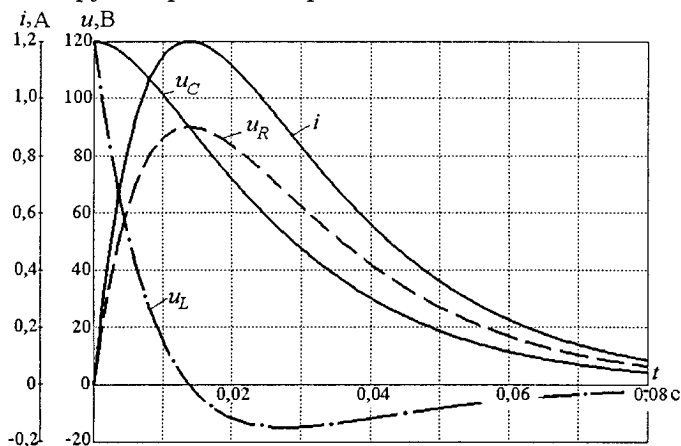


Рис. 5.13. Перший варіант функцій струму і напруг при розряді конденсатора на котушку індуктивності

Варіант 2. Якщо за формулою (5.38), $\beta^2 < 0$, то нехай

$$\beta^2 = (-1) \left[\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L} \right)^2 \right] = (-1) \omega^2, \text{ тоді } \beta = \sqrt{(-1) \left(\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L} \right)^2 \right)} = \sqrt{(-1) \omega^2} = \pm j\omega,$$

а характеристичне рівняння (5.36) має за (5.37) два комплексно спряжених корені: $p_{1,2} = -\alpha \pm j\omega$, де дійсна частина $(-\alpha)$ негативна (α — коефіцієнт згасання), $j = \sqrt{-1}$ — уявна одиниця, ω — кутова частота, тобто:

$$\alpha = \frac{R}{2L}; \quad \omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L} \right)^2}. \quad (5.43)$$

У цьому випадку розв'язок для напруги має вигляд:

$$u_C = A_u e^{-\alpha t} \sin(\omega t + \gamma_u). \quad (5.44)$$

і завдання полягає у визначенні сталих інтегрування A_u і γ_u .

Розглянемо це на прикладі конкретних даних для схеми на рис. 5.12: $E = 100 \text{ В}$; $C = 100 \text{ мкФ}$; $L = 100 \text{ мГн}$; $R = 20 \text{ Ом}$.

У цьому прикладі за (5.38) $\beta^2 < 0$, тому визначасмо за форму-

$$\text{лами (5.43) } \omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L} \right)^2} = 300 \text{ с}^{-1}, \alpha = \frac{R}{2L} = 100 \text{ с}^{-1} \text{ і отримуємо}$$

два комплексно спряжених кореня характеристичного рівняння (5.36), а саме $p_1 = -100 + j300 \text{ c}^{-1}$; $p_2 = -100 - j300 \text{ c}^{-1}$.

На основі виразу напруги (5.44) знаходимо функцію струму:

$$i = -C \frac{du_C}{dt} = CA_u e^{-\alpha t} [\alpha \sin(\omega t + \gamma_u) - \omega \cos(\omega t + \gamma_u)]. \quad (5.45)$$

Сталі інтегрування: константу A_u і початкову фазу γ_u знайдемо, використовуючи вже визначені початкові умови при $t = 0$ для струму $i(0) = 0$ і напруги $u_C(0) = E$. Початкові значення i і u_C підставимо у вирази напруги (5.44) і струму (5.45) і з урахуванням того, що $t = 0$, отримуємо систему з двох рівнянь:

$$0 = CA_u (\alpha \sin \gamma_u - \omega \cos \gamma_u); \quad E = A_u \sin \gamma_u. \quad (5.46)$$

Спільне розв'язання цих рівнянь дає:

$$\gamma_u = \arctg \frac{\omega}{\alpha} = 71,565^\circ = 0,397\pi; \quad A_u = \frac{E}{\sin \gamma_u} = 105 \text{ В}. \quad (5.47)$$

Таким чином, після підстановки і спрощень:

$$u_C = 105 e^{-100t} \sin(300t + 0,397\pi) \text{ В};$$

$$i = 3,33 e^{-100t} \sin 300t \text{ А}; \quad u_R = Ri = 66,6 e^{-100t} \sin 300t \text{ В};$$

$$u_L = L \frac{di}{dt} = 105 e^{-100t} \cos(300t + 0,1024\pi) \text{ В}.$$

Результати розрахунку у вигляді кривих часових залежностей струму і напруг зображено на рис. 5.14. Це згасаючий коливальний процес.

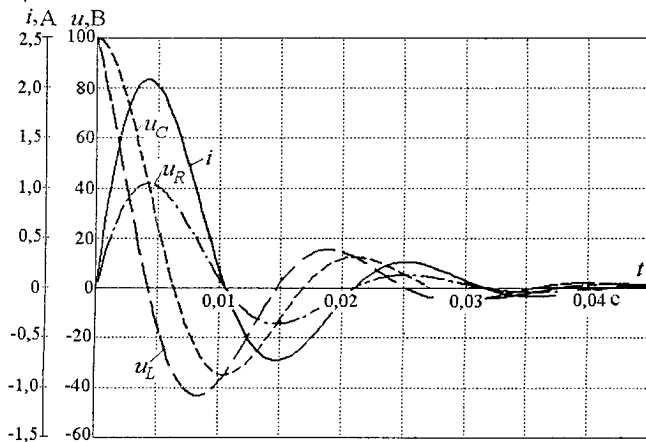


Рис. 5.14. Другий варіант функцій струму і напруг при розряді конденсатора на котушку індуктивності

Варіант 3. Якщо за формулою (5.38) $\beta^2 = 0$, то замість (5.37) маємо два однакових дійсних негативних кореня $p_1 = p_2 = -\alpha = -\frac{R}{2L}$.

У цьому випадку розв'язок для напруги має вигляд:

$$u_C = (A_1 + A_2 t) e^{-\alpha t}, \quad (5.48)$$

а звідси і струм:

$$i = -C \frac{du_C}{dt} = C e^{-\alpha t} [\alpha A_1 + (\alpha t - 1) A_2]. \quad (5.49)$$

Використовуючи вже відомі початкові умови при $t = 0$: $u_C = E$; $i = 0$ і підставивши їх у вирази напруги (5.48) і струму (5.49), отримаємо сталі інтегрування:

$$A_1 = E; \quad A_2 = \alpha A_1 = \alpha E.$$

Типові графіки функцій струму i і напруги u_C подано на рис. 5.15 у безрозмірній формі.

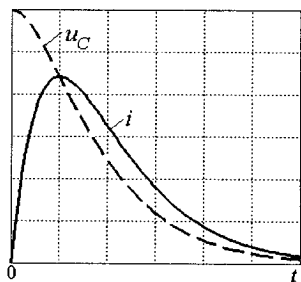


Рис. 5.15. Перший варіант функцій струму і напруг при розряді конденсатора на котушку індуктивності

5.3.7. Підключення однієї з магнітозв'язаних котушок до джерела постійної ЕРС (рис. 5.16)

Як впливає зі схеми заміщення на рис. 5.16, за допомогою вимикача Q перша котушка підключається до джерела з постійної ЕРС E , а друга котушка має з першою тільки магнітний зв'язок і утворює власне замкнене електричне коло. Кожна котушка подана резистивним і індуктивним ідеальними елементами (R_1, L_1 та R_2, L_2 , відповідно), а їхній зв'язок враховується коефіцієнтом взаємної індуктивності M (1.17).

Щоб розрахувати перехідний процес, розглянемо два контура: перший утворився після комутації кола перемикачем Q , другий — наявний. Для цих контурів складемо рівняння за другим законом Кірхгофа:

$$u_{L1} + u_{M1} + u_{R1} = E; \quad u_{M2} + u_{L2} + u_{R2} = 0. \quad (5.50)$$

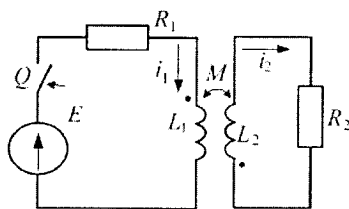


Рис. 5.16. Схема заміщення двох магнітозв'язаних котушок у вихідному стані

Сюди підставимо відомі вирази падінь напруги (1.4), напруг самоіндукції (1.9) та взаємоіндукції (1.15), (1.16) і отримаємо систему з двох диференційних рівнянь з двома невідомими — струмами i_1 та i_2 :

$$L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} + R_1 i_1 = E; \quad M \frac{di_1}{dt} + L_2 \frac{di_2}{dt} + R_2 i_2 = 0. \quad (5.51)$$

Розв'язання для струмів має типовий вигляд (5.8):

$$i_1 = i_{1y} + i_{1B}; \quad i_2 = i_{2y} + i_{2B}. \quad (5.52)$$

ЕРС джерела постійна, тому усталені струми теж постійні:

$$i_{1y} = \frac{E}{R_1}; \quad i_{2y} = 0. \quad (5.53)$$

Загальний розв'язок для вільних складових має вигляд експонент (5.9):

$$i_{1B} = A_1 e^{pt}, \quad i_{2B} = A_2 e^{pt}. \quad (5.54)$$

Враховуючи відоме: $\frac{di_B}{dt} = p A_i e^{pt} = p i_B$, підставимо (5.54) у (5.51), де у рівняннях для вільних складових одночасно треба взяти $E=0$. Так отримуємо систему алгебраїчних рівнянь з невідомими i_{1B} та i_{2B} : $pL_1 i_{1B} + pM i_{2B} + R_1 i_{1B} = 0$; $pM i_{1B} + pL_2 i_{2B} + R_2 i_{2B} = 0$, або після перетворення:

$$(pL_1 + R_1) i_{1B} + pM i_{2B} = 0; \quad pM i_{1B} + (pL_2 + R_2) i_{2B} = 0. \quad (5.55)$$

Очевидно, що у розв'язку $i_{1B} = \frac{\Delta_1}{\Delta}$; $i_{2B} = \frac{\Delta_2}{\Delta}$ визначники Δ_1 , Δ_2 дорівнюють нулям. Тому природний — не нульовий розв'язок може існувати тільки при нульовому головному визначнику Δ , а саме:

$$\begin{vmatrix} pL_1 + R_1 & pM \\ pM & pL_2 + R_2 \end{vmatrix} = 0, \quad (5.56)$$

звідки після перетворень маємо характеристичне рівняння:

$$p^2(L_1 L_2 - M^2) + p(L_1 R_2 + L_2 R_1) + R_1 R_2 = 0. \quad (5.57)$$

Введемо відомі позначення: постійні часу котушок (5.12) та коефіцієнт магнітного зв'язку (1.18):

$$\tau_1 = \frac{L_1}{R_1}; \quad \tau_2 = \frac{L_2}{R_2}; \quad k_M = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (5.58)$$

і тоді квадратне алгебраїчне рівняння (5.57) перепишемо у такому вигляді:

$$p^2 (1 - k_M^2) + p \left(\frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_2} \right) + \frac{1}{\tau_1 \cdot \tau_2} = 0. \quad (5.59)$$

Корні цього рівняння – вираз характеристичного параметра:

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2(1 - k_M^2)\tau_1\tau_2} \left[(\tau_1 + \tau_2) \pm \sqrt{(\tau_1 - \tau_2)^2 + 4k_M^2\tau_1\tau_2} \right], \quad (5.60)$$

причому обидва кореня, як свідчить відповідний аналіз, дійсні і негативні.

Подвійні корені (5.60) перетворюють загальні розв'язки (5.54) для вільних складових на суми відповідних складових:

$$i_{1в} = A_{11}e^{p_1t} + A_{12}e^{p_2t}; \quad i_{2в} = A_{21}e^{p_1t} + A_{22}e^{p_2t}, \quad (5.61)$$

і тоді підсумкові вирази струмів (5.52) з урахуванням (5.53):

$$i_1 = \frac{E}{R_1} + A_{11}e^{p_1t} + A_{12}e^{p_2t}; \quad i_2 = A_{21}e^{p_1t} + A_{22}e^{p_2t}. \quad (5.62)$$

Для визначення сталих інтегрування $A_{1,1}$, $A_{1,2}$, $A_{2,1}$, $A_{2,2}$ необхідно мати початкові умови. У цьому випадку на підставі (5.1) очевидно, що при $t = 0$:

$$i_1(0) = 0; \quad i_2(0) = 0, \quad (5.63)$$

або після підстановки цього у (5.62) отримаємо два алгебраїчних рівняння:

$$\frac{E}{R_1} + A_{11} + A_{12} = 0; \quad A_{21} + A_{22} = 0. \quad (5.64)$$

Але цього замало для чотирьох невідомих сталих інтегрування.

Тому значення (5.63) підставимо у (5.51):

$$L_1 i'_{1,0} + M i'_{2,0} = E; \quad M i'_{1,0} + L_2 i'_{2,0} = 0 \quad (5.65)$$

і з цих двох алгебраїчних рівнянь знайдемо початкові значення похідних:

$$i'_{1,0} = \frac{E L_2}{L_1 L_2 - M^2}; \quad i'_{2,0} = \frac{-EM}{L_1 L_2 - M^2}. \quad (5.66)$$

Тепер візьмемо похідні від (5.62) і при $t = 0$ зрівняємо їх з (5.66):

$$p_1 A_{11} + p_2 A_{12} = i'_{1,0}; \quad p_1 A_{21} + p_2 A_{22} = i'_{2,0}. \quad (5.67)$$

Спільне розв'язання системи перших алгебраїчних рівнянь з (5.64) і (5.67) дає сталі $A_{1,1}$, $A_{1,2}$; других — $A_{2,1}$, $A_{2,2}$:

$$A_{1,1} = \frac{-p_2 E / R_1 - i'_{1,0}}{p_2 - p_1}; A_{1,2} = \frac{p_1 E / R_1 + i'_{1,0}}{p_2 - p_1}; A_{2,1} = \frac{-i'_{2,0}}{p_2 - p_1}; A_{2,2} = \frac{i'_{2,0}}{p_2 - p_1}.$$

Після взаємної підстановки всіх величин отримуємо остаточні часові вирази шуканих струмів — розв'язок задачі розрахунку перехідного процесу у електричному колі за схемою на рис. 5.16:

$$i_1 = \frac{E_1}{R_1} \left(1 + p_2 \frac{1 + p_1 \tau_2}{p_1 - p_2} e^{p_1 t} - p_1 \frac{1 + p_2 \tau_2}{p_1 - p_2} e^{p_2 t} \right); i_2 = \frac{k_M^2 E (e^{p_2 t} - e^{p_1 t})}{(p_1 - p_2)(1 - k_M^2) M}. \quad (5.68)$$

За приклад візьмемо параметри: $E = 100$ В; $R_1 = 20$ Ом; $L_1 = 0,2$ Гн; $M = 0,08$ Гн; $R_2 = 1$ Ом; $L_2 = 0,04$ Гн. Тоді за формулами (5.58) і (5.60) маємо: $\tau_1 = 0,01$ с; $\tau_2 = 0,04$ с; $k_M = 0,8944$; $p_1 = -20,69$ с⁻¹; $p_2 = -604,3$ с⁻¹.

Результати розрахунку у вигляді часових залежностей струмів $i_1(t)$ та $i_2(t)$ (5.68) зображено на рис. 5.17. Крім того, для порівняння зображено функцію струму $i_{1L}(t)$ першої котушки, яка розрахована за першою формулою з (5.14) і відповідає випадку вмикання цієї котушки без впливу другої.

Очевидно, що у другій котушці на початковій стадії перехідного процесу виникає імпульс струму, який у принципі може бути більшим, ніж струм першої котушки, або навпаки. Виникнення таких імпульсів треба передбачати у металевих елементах конструкцій та електронних пристроях, оточуючих електричні котушки, з метою уникнення негативних наслідків. З іншого

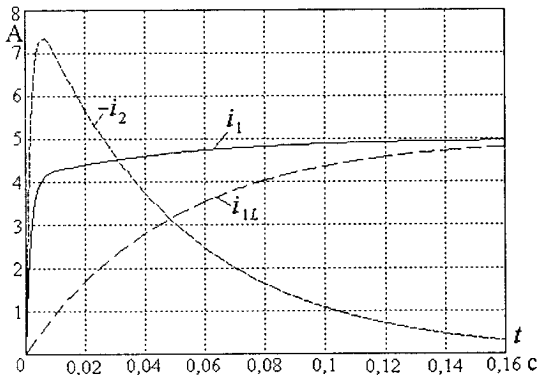


Рис. 5.17. Часові функції перехідних струмів для електричного кола за рис. 5.16

боку, у різних пристроях, наприклад, у деяких електричних апаратах, це покладено в основу їхнього принципу дії.

Порівняння кривих $i_1(t)$ та $i_{1L}(t)$ свідчить, що наявність магнітов'язаної котушки значно прискорює встановлення струму котушки, що вмикається: за (5.53) $i_{1y} = 5$ А.

Якщо після встановлення струму котушки її відключити від джерела і закортити, то її струм згасне, а у другій котушці знову виникне імпульс струму.

Запитання для самоконтролю

1. Що розуміють під «перехідним процесом» в електричному колі?
2. Сформулюйте і поясніть закони комутації.
3. Що таке усталені й вільні складові електричних струмів і напруг та як вони визначаються?
4. У чому полягають загальні принципи аналізу та розрахунку перехідних процесів?
5. Як складаються рівняння для розрахунку перехідних процесів?
6. Як визначаються початкові умови для напруг і струмів при розрахунках перехідних процесів?
7. Як визначаються сталі інтегрування у виразах перехідних струмів та напруг?
8. Який фізичний зміст мають сталі часу для електричних кіл і від чого вони залежать?
9. Як протікають перехідні процеси при підключенні котушки індуктивності до джерела з постійною ЕРС та при її відключенні з розрядом на резистор?
10. Як протікають перехідні процеси при підключенні конденсатора до джерела постійної ЕРС та при його відключенні з розрядом на резистор?
11. Як протікає перехідний процес при підключенні котушки індуктивності до джерела синусоїдної ЕРС?
12. Як протікає перехідний процес при розрядженні конденсатора на котушку індуктивності?
13. За яких умов перехідний процес має коливальний характер?
14. Як протікає перехідний процес у системі магнітозв'язаних котушок?

6. НЕЛІНІЙНІ ЕЛЕКТРИЧНІ КОЛА

6.1. Поняття про лінійні і нелінійні електричні кола

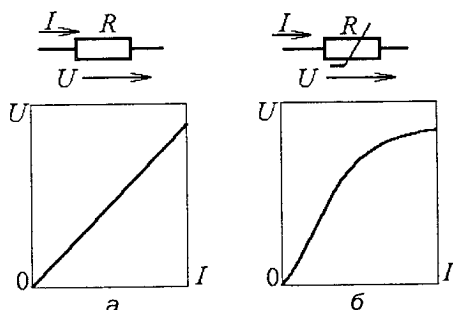


Рис. 6.1. ВАХ лінійного і нелінійного резисторів

Якщо параметри ідеальних елементів (наприклад, R , L , C), що утворюють схему заміщення будь-якого електротехнічного об'єкта, не залежать від струму в них і прикладеної напруги, то такі елементи називаються *лінійними*. Для таких об'єктів, наприклад для резистора R , залежності $U(I)$ або $I(U)$, які називаються вольтамперними характеристиками (ВАХ), є прямими лініями (рис. 6.1, а). Пряма пропорція в цьому разі якраз і виражається законом Ома: $U = RI$.

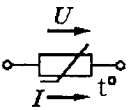
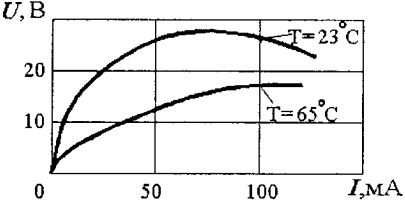
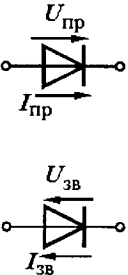
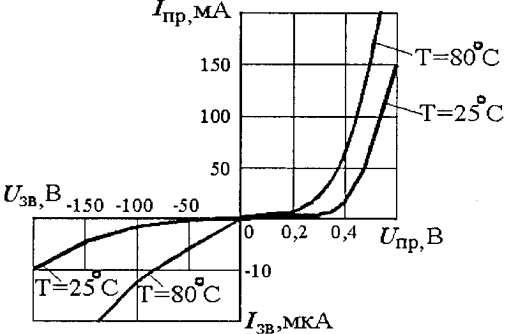
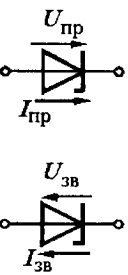
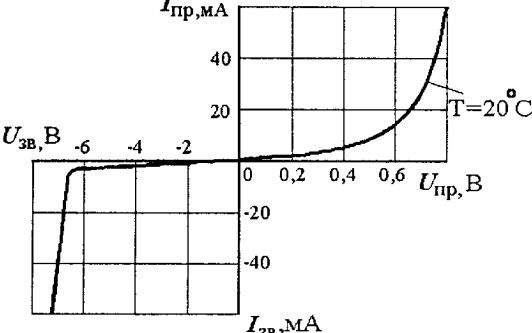
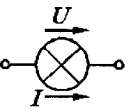
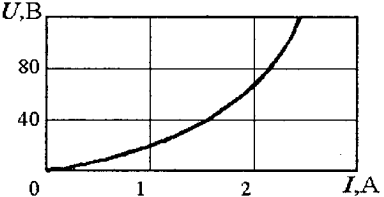
Навпаки, якщо ВАХ об'єкта непрямолінійна, то параметри ідеальних елементів залежать від струму і (або) напруги. Такі елементи і, відповідно, електричні кола, що їх містять, називаються *нелінійними*. На рис. 6.1, б показано умовне позначення і ВАХ нелінійного резистора.

У сучасній електротехніці, радіотехніці, електроніці, автоматичній, вимірювальній техніці широко застосовуються нелінійні елементи (НЕ). Приклади НЕ, їхнє умовне позначення у схемах і ВАХ наведені в табл. 6.1.

Терморезистори — це напівпровідникові й дровотві резистори. При підвищенні температури їхній електричний опір різко зменшується (термістори) або збільшується (позистори). Ці НЕ призначені для стабілізації режимів роботи окремих елементів в електронних приладах, у колах вимірювання і регулювання температури.

Випрямні діоди — це напівпровідникові прилади, які мають опір, що істотно різниться залежно від полярності прикладеної напруги. Вони використовуються для випрямлення змінних напруги і струму в постійні.

Таблиця 6.1. Приклади нелінійних елементів

Назва елемента	Позначення	Вольтамперна характеристика
Терморезистор		
Випрямний напівпровідниковий діод		
Напівпровідниковий стабілітрон		
Лампа розжарювання		

Напівпровідникові стабілітрони — це також напівпровідникові прилади, але вони слугують для стабілізації напруги на навантаженні у колі постійного струму.

Газосвітлові й люмінесцентні лампи, лампи розжарювання також належать до НЕ (наприклад, для лампи розжарювання зі збільшенням струму температура нитки та її опір збільшуються).

6.2. Принципи розрахунку нелінійних електричних кіл

Розглянемо принципи розрахунку нелінійних електричних кіл на прикладі кіл постійного струму. Це найпростіший варіант.

У будь-якому разі для розрахунку необхідно мати ВАХ нелінійних елементів, які визначаються попередньо експериментальним шляхом і подаються в графічній або аналітичній формі.

6.2.1. Послідовне з'єднання елементів

Схема наведена на рис. 6.2, а, а ВАХ нелінійних резисторів $U_1(I)$ та $U_2(I)$ — на рис. 6.3.

Розрахунок оснований на використанні другого закону Кірхгофа, згідно з яким для заданої схеми $U = U_1 + U_2$.

З урахуванням останнього, точка за точкою графічно додаємо ВАХ $U_1(I)$ і $U_2(I)$, як показано на рис. 6.3, і отримуємо еквівалентну ВАХ $U(I)$ для всього кола. Фактично ми отримали еквівалентний нелінійний елемент R (рис. 6.2, б) з ВАХ $U(I)$.

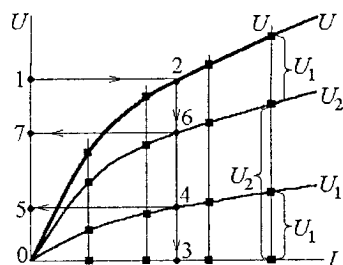


Рис. 6.3. Сім'я ВАХ для послідовного з'єднання нелінійних елементів

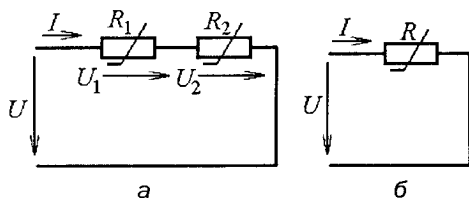


Рис. 6.2. Послідовне з'єднання нелінійних елементів та їхній еквівалент

Тепер, якщо задана хоча б одна величина в схемі за рис. 6.2, а, то решту можна знайти, застосовуючи ВАХ на рис. 6.3.

Так, якщо в колі задана напруга джерела U , то розв'язання відбувається так (проходимо за позначеними точками та використовуємо вказані ВАХ на рис. 6.3): 1 (напруга U) → 2 на

$U(I) \rightarrow 3$ (струм I) $\rightarrow 4$ на $U_1(I) \rightarrow 5$ (напряга U_1) \rightarrow знову від 3 до 6 на $U_2(I) \rightarrow 7$ (напряга U_2).

6.2.2. Паралельне з'єднання елементів

Схема подана на рис. 6.4, а, а ВАХ нелінійних резисторів $U(I_1)$ та $U(I_2)$ — на рис. 6.5.

Розрахунок ґрунтується на застосуванні першого закону Кірхгофа, згідно з яким для заданої схеми $I = I_1 + I_2$.

З урахуванням останнього, графічно додаємо ВАХ $U(I_1)$ і $U(I_2)$, як

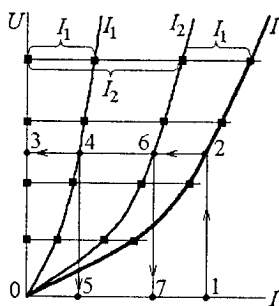


Рис. 6.5. Сім'я ВАХ для паралельного з'єднання нелінійних елементів

показано на рис. 6.5, та отримаємо еквівалентну ВАХ $U(I)$ для всього кола. Фактично маємо еквівалентний нелінійний елемент R (рис. 6.4, б) з ВАХ $U(I)$.

Тепер, якщо задана хоча б одна величина в схемі за рис. 6.4, а, то решту можна знайти за ВАХ на рис. 6.5. Тут показана послідовність дій, якщо задано загально струм I , що поступає від джерела: 1 (струм I) \rightarrow 2 на $U(I) \rightarrow 3$ (напряга U) \rightarrow 4 на $U(I_1) \rightarrow$ 5 (струм I_1) \rightarrow знову від 3 до 6 на $U(I_2) \rightarrow$ 7 (струм I_2).

6.2.3. Змішане з'єднання елементів

Схема змішаного з'єднання нелінійних елементів наведена на рис. 6.6, а. Припускаємо, що задано ВАХ усіх нелінійних резисторів R_1, R_2 і R_3 (відповідні криві наведені на рис. 6.7).

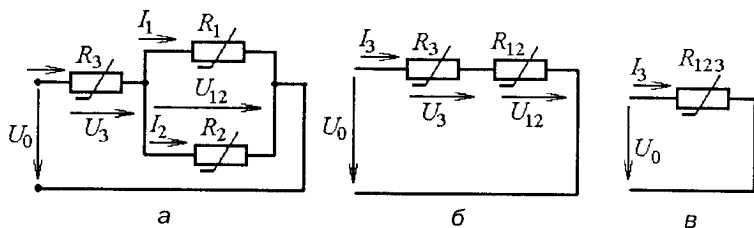


Рис. 6.6. Змішане з'єднання нелінійних елементів і еквівалентні перетворення

Спочатку на підставі першого закону Кірхгофа, тобто $I_3 = I_1 + I_2$, додаємо ВАХ резисторів R_1 і R_2 (дії, як на рис. 6.5 для паралельного з'єднання) і отримуємо еквівалентний елемент $R_{1,2}$ з ВАХ, що наведена відповідною кривою $R_{1,2}$ на рис. 6.7.

Фактично прийшли до схеми з послідовним з'єднанням, що наведена на рис. 6.6, б. І тут чинимо так само, як було розглянуто для такого з'єднання вище на рис. 6.2. Тоді, на підставі $U_0 = U_{1,2} + U_3$, додаємо ВАХ резисторів R_3 і $R_{1,2}$, діючи, як на рис. 6.3. Таким чином, отримуємо характеристику еквівалентного елемента $R_{1,2,3}$ (рис. 6.6, в), що подана відповідною кривою на рис. 6.7.

Тепер, якщо задана хоча б одна величина в схемі на рис. 6.7, а, то решту величин можна знайти, використовуючи набір вихідних та побудованих ВАХ.

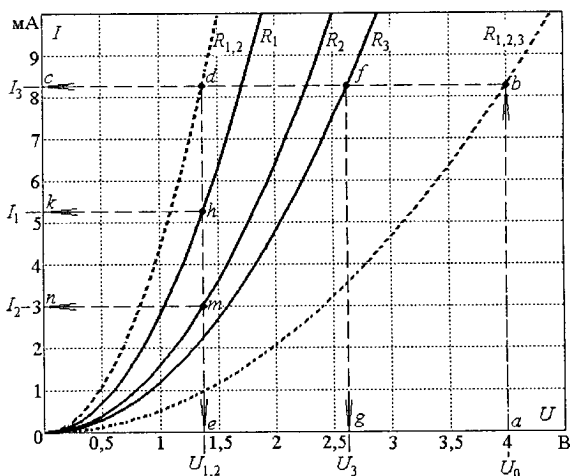


Рис. 6.7. Сім'я ВАХ для змішаного з'єднання нелінійних елементів

Припустимо, що задана напруга джерела $U_0 = 4$ В. Тоді знаходимо відповідну точку a на осі напруг і від неї йдемо до перетину з ВАХ еквівалентного резистора $R_{1,2,3}$ (точка b). Від цієї точки рухаємося до осі струмів I , де точка c відповідає загальному струму кола $I_3 = 8,29$ мА. Від точки c доходимо до точки d на кривій $R_{1,2}$ і униз до точки e , що відповідає напрузі цього елемента (рис. 6.6, б) та водночас напрузі паралельної ділянки (рис. 6.6, а) $U_{1,2} = 1,37$ В. Знову від точки c доходимо до точки f на кривій R_3 і

вниз до точки g , що відповідає напрузі елемента R_3 (рис. 6.6, а, б) $U_3 = 2,63$ В.

Завершуючи графічний аналіз електричного кола за рис. 6.6, при напрузі $U_{1,2}$ (точка e) на кривих R_1 та R_2 знаходимо точки h і m , а від них потрапляємо в точки k і n , визначаючи струми $I_1 = 5,28$ мА і $I_2 = 3,01$ мА.

Перевірку розв'язання можна виконати за законами Кірхгофа:

$$I_1 + I_2 = 5,28 + 3,01 = 8,29 = I_3; \quad U_{1,2} + U_3 = 1,37 + 2,63 = 4 = U_0.$$

На закінчення зауважимо: якщо в електричному колі замість будь-якого нелінійного резистора присутній лінійний резистор, то порядок усіх розрахунків зберігається, тільки для лінійного резистора використовують прямолінійну ВАХ (рис. 6.1, а) або безпосередньо вираз закону Ома. Але є ще один підхід, у якому використовується перетин ВАХ. Цей підхід часто зустрічається у електроніці, наприклад при визначенні режиму роботи транзисторів у складі різних електронних пристроїв. Тому подамо такий підхід розрахунку нелінійних електричних кіл окремо у наступному прикладі.

6.2.4. Розрахунок електричного кола з послідовним з'єднанням лінійного та нелінійного елементів

Зазначене електричне коло наведене на рис. 6.8, а. Припустимо, що задані вхідна напруга $U = 25$ В, опір лінійного резистора $R_2 = 250$ Ом, а також ВАХ нелінійного резистора R_1 , тобто $I(U_1)$, яка зображена на рис. 6.8, б.

Треба визначити струм I і напруги на резисторах U_1 та U_2 .

Для вирішення задачі скористаємося методом перетину

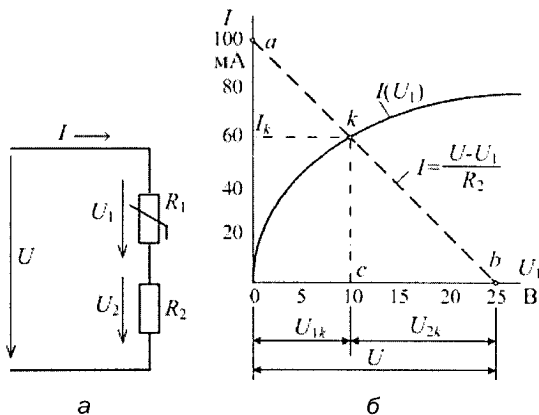


Рис. 6.8. Послідовне з'єднання нелінійного і лінійного елементів та графічне розв'язання задачі

характеристик — графічним розв'язанням системи з двох рівнянь, що виражають зв'язок між напругою і струмом НЕ.

Перше рівняння вже відтворено графічно на рис. 6,8, б кривою залежності $I(U_1)$. З іншого боку, на лінійному елементі напруга за законами Ома і другим Кірхгофа:

$$U_2 = R_2 I = U - U_1. \quad (6.1)$$

З останнього виражається струм:

$$I = \frac{U - U_1}{R_2}, \quad (6.2)$$

що є другою залежністю $I(U_1)$. Вона є прямою ab (рис. 6.8, б), що проходить через точки: a — з координатами: $U_1 = 0$; $I = U/R_2 = 25/250 = 0,1 \text{ А} = 100 \text{ мА}$ і b — з координатами: $U_1 = U$, $I = 0$. Електричний стан кола на рис. 6.8, а відповідає точці перетину k двох характеристик на рис. 6.8, б. Ця точка дає розв'язки для нелінійного елемента: $I_k = 60 \text{ мА}$; $U_{1k} = 10 \text{ В}$. Для лінійного елемента струм той самий, а напруга визначається за формулою (6.1): $U_{2k} = U - U_1 = 25 - 10 = 15 \text{ В}$. Графічна інтерпретація останнього наведена на рис. 6.8, б — точка c поділяє напруги.

Запитання для самоконтролю

1. Що називається лінійним і нелінійним електричними колами?
2. Накресліть вольт-амперні характеристики лінійного і нелінійного елементів і їхні позначення на схемах.
3. Наведіть приклади нелінійних елементів і скажіть, де вони застосовуються.
4. Як розрахувати електричне коло з послідовним з'єднанням нелінійних елементів?
5. Як розрахувати електричне коло з паралельним з'єднанням нелінійних елементів?
6. Як розрахувати електричне коло зі змішаним з'єднанням нелінійних елементів?
7. У чому полягає сутність методу перетину характеристик?

7. КОЛА НЕСИНУСОЇДНОГО ПЕРІОДИЧНОГО СТРУМУ

7.1. Поняття про кола несинусоїдного струму і принципи їхнього розрахунку

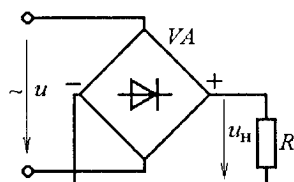


Рис. 7.1. Електричне коло з випрямлячем

Несинусоїдні періодичні струми і напруги можуть виникнути з різних причин. Наприклад, у схемі на рис. 7.1, яка містить мостовий однофазний випрямляч, напруга u на вході випрямляча синусоїдна, а на його виході і на навантаженні напруга u_n вже несинусоїдна, що наведено на рис. 7.2.

Несинусоїдні струми виникають також у колах, які містять котушки з феромагнітними осердями (див. рис. 1.1, г і далі рис. 8.33), а також в інших випадках.

Основою розрахунку кіл, що розглядаються, є розкладання функцій напруги і струму в гармонічні ряди Фур'є. Наприклад, ряд для напруги:

$$u(t) = U_0 + \sum_{k=1}^{\infty} U_{km} \sin(k\omega t + \psi_{Uk}), \quad (7.1)$$

де k — номер гармоніки; U_0 — постійна складова, що дорівнює середньому значенню напруги за період повторення T ; U_{km} , ψ_{Uk} — амплітуда та початкова фаза k -ої гармоніки; $\omega = 2\pi f$ — кутова частота несучої (першої) гармоніки; f — частота.

Для типових функцій є готові розкладання в гармонічні ряди, наприклад, у випадку двонапівперіодного випрямлення напруга на навантаженні (рис. 7.2):

$$u_n = \frac{4U_m}{\pi} \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{1.3} \cos 2\omega t - \frac{1}{3.5} \cos 4\omega t - \frac{1}{5.7} \cos 6\omega t - \dots \right). \quad (7.2)$$

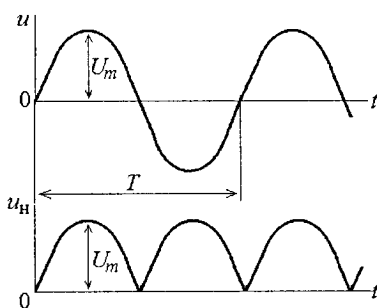


Рис. 7.2. Часові функції напруги на вході і виході випрямляча

Розрахунок лінійних електричних кіл з несинусоїдною періодичною напругою ґрунтується на принципі накладання. А саме, струми і напруги розраховують окремо для постійної і кожної гармонічної складових. Потім їхні підсумкові функції визначають як суму постійної і гармонічних складових. Розрахунок постійної складової ведеться за знайомими правилами розрахунку кіл постійного струму, для гармонік — за правилами розрахунку кіл синусоїдного струму, але окремо для кожної гармоніки з урахуванням її кутової частоти $k\omega$.

Розглянемо просте коло з послідовним з'єднанням елементів R , L , C (рис. 7.3, а). Припустимо, потрібно знайти струм i під дією періодичної несинусоїдної напруги u (7.1).

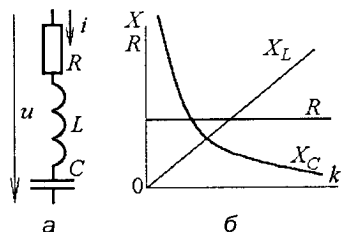


Рис. 7.3. Послідовне з'єднання ідеальних елементів та частотні залежності їхніх опорів

Для постійної складової активний опір R зберігає свої властивості, а реактивні опори перетворюються на крайності, тобто $X_L = 0$; $X_C = \infty$ (у вітті електричного кола, де є конденсатор, постійний струм проходить не може).

Для кожної гармоніки — синусоїди з номером k величина R зберігається, а реактивні опори залежать від k , а саме

$X_{Lk} = k\omega L$; $X_{Ck} = \frac{1}{k\omega C}$ (це зображено графічно на рис. 7.3, б).

Відповідно для кожної гармоніки визначаються повні опори $Z_k = \sqrt{R^2 + (X_{Lk} - X_{Ck})^2}$; амплітуда струму $I_{km} = \frac{U_{km}}{Z_k}$; фазовий зсув $\varphi_k = \arctg \frac{X_{Lk} - X_{Ck}}{R}$; початкова фаза струму $\psi_{Ik} = \psi_{Uk} - \varphi_k$. Потім використовують метод накладання й одержують вислідну функцію струму $i = I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} I_{km} \sin(k\omega t + \psi_{Ik})$ (у прикладі за схемою на рис. 7.3, а $I_0 = 0$, тому що є ємнісний елемент).

Для гармонік можливо застосування і символічного методу розрахунку. Тоді використовують комплексний опір $\underline{Z}_k = R + j(X_{Lk} - X_{Ck})$, комплексну напругу \underline{U}_k і відповідний розрахунок комплексного струму $\underline{I}_k = \frac{\underline{U}_k}{\underline{Z}_k}$ з подальшим отриманням вислідної функції струму $i(t)$.

Після визначення всіх членів ряду Фур'є можна розрахувати діючі значення електричних величин і потужність у колі.

Діючі значення напруги і струму:

$$U = \sqrt{U_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} U_k^2}; \quad I = \sqrt{I_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} I_k^2}, \quad (7.3)$$

де використовуються діючі значення окремих гармонік:

$$U_k = \frac{U_{km}}{\sqrt{2}}; \quad I_k = \frac{I_{km}}{\sqrt{2}}, \quad k = 1, 2, \dots \quad (7.4)$$

Активна, реактивна і повна потужності:

$$P = U_0 I_0 + U_1 I_1 \cos \varphi_1 + U_2 I_2 \cos \varphi_2 + \dots \quad \text{або} \quad P = RI^2; \quad (7.5)$$

$$Q = \sum_{k=1}^{\infty} U_k I_k \sin \varphi_k; \quad S = UI = \sqrt{P^2 + Q^2}. \quad (7.6)$$

Оцінкою відхилення несинусоїдних струмів і напруг від синусоїдних слугують порівняння значень коефіцієнтів форми k_Φ , амплітуди k_a і спотворення k_c для даного несинусоїдного струму (напруги) з відповідними коефіцієнтами для синусоїдних струму (напруги).

Коефіцієнт форми визначається відношенням діючого значення I або U до середнього значення I_0 або U_0 :

$$k_\Phi = \frac{I}{I_0}; \quad k_\Phi = \frac{U}{U_0}; \quad \text{для синусоїди} \quad k_\Phi = 1,11. \quad (7.7)$$

Коефіцієнт амплітуди — відношення максимального значення до діючого:

$$k_a = \frac{I_m}{I}; \quad k_a = \frac{U_m}{U}; \quad \text{для синусоїди} \quad k_a = \sqrt{2}. \quad (7.8)$$

Коефіцієнт спотворення — відношення діючого значення першої гармоніки до діючого значення повної періодичної функції:

$$k_c = \frac{I_1}{I}; \quad k_c = \frac{U_1}{U}; \quad \text{для синусоїди} \quad k_c = 1. \quad (7.9)$$

7.2. Приклади розрахунку електричних кіл з періодичними несинусоїдними струмами

Приклад 7.1. Для електричного кола (рис. 7.4) напруга задана функцією: $u = 45 - 60 \sin \omega t + 30 \sin 3\omega t$ В. Треба визначити: часову функцію струму $i(t)$ і зобразити її сумісно з функцією $u(t)$,

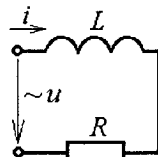


Рис. 7.4.
Розрахункова
схема

діючі значення напруги U і струму I . Параметри кола: $R = 15 \text{ Ом}$; $L = 15,92 \text{ мГн}$; частота першої гармоніки $f = 50 \text{ Гц}$.

Розв'язання. Напряга має постійну складову $U_0 = 45 \text{ В}$ і дві гармоніки (номери $k = 1$ і 3) з амплітудами: $U_{1m} = 60 \text{ В}$; $U_{3m} = 30 \text{ В}$ та початковими фазами: $\psi_{u1} = 180^\circ$ (знак «-»); $\psi_{u3} = 0^\circ$.

$$\text{Постійна складова струму } I_0 = \frac{U_0}{R} = \frac{45}{15} = 3 \text{ А.}$$

$$\text{Кутова частота першої гармоніки } \omega = 2\pi f = 314 \text{ с}^{-1}.$$

Для відповідних гармонік визначаємо реактивні опори:

$$X_{L1} = \omega L = 314 \cdot 15,92 \cdot 10^{-3} = 5 \text{ Ом};$$

$$X_{L3} = 3 \cdot \omega L = 3 \cdot 314 \cdot 15,92 \cdot 10^{-3} = 15 \text{ Ом},$$

повні опори і кути зсуву фаз для всього кола:

$$Z_1 = \sqrt{R^2 + X_{L1}^2} = 15,8 \text{ Ом}; \quad \varphi_1 = \arctg \frac{X_{L1}}{R} = 18,4^\circ;$$

$$Z_3 = \sqrt{R^2 + X_{L3}^2} = 21,2 \text{ Ом}; \quad \varphi_3 = \arctg \frac{X_{L3}}{R} = 45^\circ.$$

Гармонічний склад струму i : амплітуди і початкові фази гармонік:

$$I_{1m} = \frac{U_{1m}}{Z_1} = \frac{60}{15,8} = 3,80 \text{ А}; \quad \psi_{i1} = \psi_{u1} - \varphi_1 = 180^\circ - 18,4^\circ = 161,6^\circ = 2,82 \text{ рад};$$

$$I_{3m} = \frac{U_{3m}}{Z_3} = \frac{30}{21,2} = 1,41 \text{ А}; \quad \psi_{i3} = \psi_{u3} - \varphi_3 = -45^\circ = -0,785 \text{ рад}.$$

На цій основі функція струму:

$$i(t) = 3 + 3,8 \sin(314 t + 2,82) + 1,41 \sin(3 \cdot 314 t - 0,785) \text{ А.}$$

Графіки $u(t)$ і $i(t)$ зображені на рис. 7.5 у відповідних масштабах. Для наочності вони в часі зображені тривалістю в три періоди повторення.

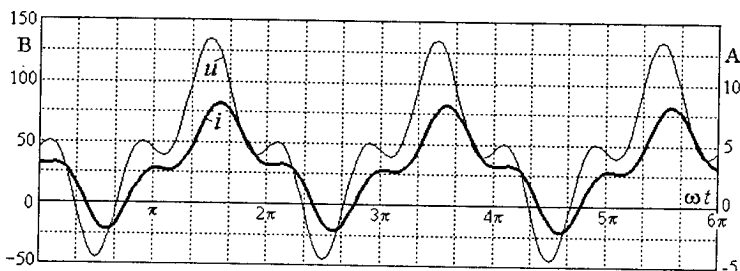


Рис. 7.5. Часові функції періодичних несинусоїдних напруги та струму

Діючі значення напруги і струму:

$$U = \sqrt{U_0^2 + \left(\frac{U_{1m}}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{U_{3m}}{\sqrt{2}}\right)^2} = 65,4 \text{ В}; \quad I = \sqrt{I_0^2 + \left(\frac{I_{1m}}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{I_{3m}}{\sqrt{2}}\right)^2} = 4,27 \text{ А.}$$

Приклад 7.2. Визначити загальний струм i , діючі значення струму I і вхідної напруги U , а також споживану активну потужність P для кола, схема заміщення якого зображена на рис. 7.6, а, якщо її параметри: $R_a = 18 \text{ Ом}$; $R_b = 12 \text{ Ом}$; $L = 25,5 \text{ мГн}$; $C = 39,8 \text{ мкФ}$; $f = 50 \text{ Гц}$. Вхідна напруга подана у вигляді функції:

$$u = 60 + 21,8\sin\omega t + 11,45\sin 2\omega t \text{ В.}$$

Розв'язання. Постійна складова напруги $U_0 = 60 \text{ В}$. Для постійної складової струму схема на рис. 7.6, а спрощується до схеми на рис. 7.6, б. Тоді ця складова струму:

$$I_0 = \frac{U_0}{R_1 + R_2} = \frac{60}{30} = 2 \text{ А.}$$

Напруга ще містить дві гармоніки ($k = 1$ і 2) з амплітудами $U_{1m} = 21,8 \text{ В}$ і $U_{2m} = 11,45 \text{ В}$ і початковими фазами $\psi_{U1} = \psi_{U2} = 0^\circ$.

Кутова частота першої гармоніки $\omega = 2\pi f = 2\pi \cdot 50 = 314 \text{ с}^{-1}$.

Реактивні опори для відповідних гармонік:

$$X_{L1} = \omega L = 314 \cdot 25,5 \cdot 10^{-3} = 8 \text{ Ом}; \quad X_{L2} = 2\omega L = 2 \cdot 314 \cdot 25,5 \cdot 10^{-3} = 16 \text{ Ом};$$

$$X_{C1} = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{314 \cdot 39,8 \cdot 10^{-6}} = 8 \text{ Ом}; \quad X_{C2} = \frac{1}{2\omega C} = \frac{1}{628 \cdot 39,8 \cdot 10^{-6}} = 4 \text{ Ом.}$$

Гармонічні складові розраховуємо символічним методом.

Комплексні опори віток кола в алгебраїчній і показовій формах:

$$\underline{Z}_{L1} = jX_{L1} = j8 = 8e^{j90^\circ} \text{ Ом}; \quad \underline{Z}_{L2} = jX_{L2} = j16 = 16e^{j90^\circ} \text{ Ом};$$

$$\underline{Z}_{C1} = -jX_{C1} = -j8 = 8e^{-j90^\circ} \text{ Ом}; \quad \underline{Z}_{C2} = -jX_{C2} = -j4 = 4e^{-j90^\circ} \text{ Ом};$$

$$\underline{Z}_{Ra1} = \underline{Z}_{Ra2} = R_a = 18 = 18e^{j0^\circ} \text{ Ом}; \quad \underline{Z}_{Rb1} = \underline{Z}_{Rb2} = R_b = 12 = 12e^{j0^\circ} \text{ Ом}$$

(\underline{Z}_{R1} і \underline{Z}_{R2} однакові для усіх гармонік).

Еквівалентні комплексні опори ланки з паралельним з'єднанням R_b і C :

$$\underline{Z}_{vw1} = \frac{\underline{Z}_{Rb1} \cdot \underline{Z}_{C1}}{\underline{Z}_{Rb1} + \underline{Z}_{C1}} = \frac{12e^{i0^\circ} \cdot 8e^{j-90^\circ}}{12 + (-j8)} = 6,7e^{-j56,3^\circ} = 3,7 - j5,5 \text{ Ом};$$

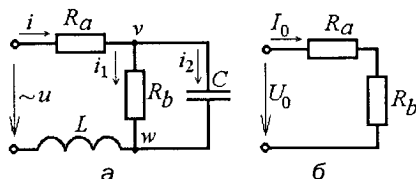


Рис. 7.6. Схеми вихідна і для постійної складової струму

$$\underline{Z}_{vw2} = \frac{\underline{Z}_{Rb2} \cdot \underline{Z}_{C2}}{\underline{Z}_{Rb2} + \underline{Z}_{C2}} = \frac{12e^{i0^\circ} \cdot 4e^{j-90^\circ}}{12 + (-j4)} = 3,8e^{-j71,6^\circ} = 1,2 - j3,6 \text{ Ом.}$$

Еквівалентні комплексні опори усього кола і кути зсуву фаз між вхідними струмом і напругою для відповідних гармонік:

$$\underline{Z}_{E1} = \underline{Z}_{Ra1} + \underline{Z}_{vw1} + \underline{Z}_{L1} = 18 + 3,7 - j5,5 + j8 = 21,7 + j2,5 = 21,8e^{j6,6^\circ} \text{ Ом;}$$

$$\underline{Z}_{E2} = \underline{Z}_{Ra2} + \underline{Z}_{vw2} + \underline{Z}_{L2} = 18 + 1,2 - j3,6 + j16 = 19,2 + j12,4 = 22,9e^{j32,9^\circ} \text{ Ом;}$$

$$\varphi_{E1} = 6,6^\circ; \quad \varphi_{E2} = 32,9^\circ.$$

Гармонічний склад вхідного струму і (амплітуди і початкові фази відповідних гармонік), його функція і діюче значення:

$$\underline{I}_{1m} = \frac{U_{1m}}{\underline{Z}_{E1}} = \frac{21,8e^{j0^\circ}}{21,8e^{j6,6^\circ}} = 1,0e^{-j6,6^\circ} \text{ А;} \quad \psi_{i1} = -6,6^\circ = -0,11 \text{ рад;}$$

$$\underline{I}_{2m} = \frac{U_{2m}}{\underline{Z}_{E2}} = \frac{11,45e^{j0^\circ}}{22,9e^{j32,9^\circ}} = 0,5e^{-j32,9^\circ} \text{ А;} \quad \psi_{i2} = -32,9^\circ = -0,57 \text{ рад;}$$

$$i = 2 + \sin(314t - 0,11) + 0,5\sin(628t - 0,57) \text{ А;}$$

$$I = \sqrt{I_0^2 + \left(\frac{I_{1m}}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{I_{2m}}{\sqrt{2}}\right)^2} = \sqrt{4 + \frac{1}{2} + \frac{0,25}{2}} = 2,15 \text{ А.}$$

Діюче значення вхідної напруги:

$$U = \sqrt{U_0^2 + \left(\frac{U_{1m}}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{U_{2m}}{\sqrt{2}}\right)^2} = \sqrt{3600 + \frac{475,24}{2} + \frac{131,1}{2}} = 62,5 \text{ В.}$$

Споживана активна потужність:

$$P = U_0 I_0 + \frac{U_{1m} \cdot I_{1m}}{2} \cos\varphi_{E1} + \frac{U_{2m} \cdot I_{2m}}{2} \cos\varphi_{E2} =$$

$$= 60 \cdot 2 + \frac{21,8 \cdot 1}{2} \cos 6,6^\circ + \frac{11,45 \cdot 0,5}{2} \cos 32,9^\circ = 120 + 10,8 + 2,4 = 133,2 \text{ Вт.}$$

7.3. Загальне уявлення про електричні фільтри

Електричні фільтри — це чотириполюсники (рис. 7.7), які вмикаються між джерелом живлення і приймачем (навантаженням). Вони призначені для того, щоб без перешкоди (без згасання) пропускати до приймача струми одних частот і заглушати струми інших частот, або пропускати, але з визначеним згасанням.

Від джерела живлення надходить вхідний сигнал $u_{вх}$, який може бути синусоїдним або полігармонічним (7.1). Вихідний сигнал $u_{вих}$ подається на приймач і може відрізнитися від вхідного за формою та величиною залежно від схеми та параметрів елементів фільтра.

Діапазон частот, які фільтри пропускають без заглушення, називається *смужою прозорості*; діапазон частот, які фільтри пропускають зі згасанням, називають *смужою згасання*.

Фільтри використовуються в радіотехніці й техніці зв'язку при струмах досить високих частот, а також в електроенергетиці на промислових частотах.

Фільтри для розділення електричних коливань за частотами називаються частотними електричними фільтрами. Фільтри для зменшення пульсацій випрямленої напруги випрямлячів називаються згладжувальними. Найпоширеніші низькочастотні, високочастотні, смужові та загороджувальні фільтри.

Електричні фільтри складаються зазвичай з індуктивних котушок, конденсаторів та резисторів. Їх збирають у вигляді Т-, П- та Г-подібних ланок. Найменше число елементів фільтра дорівнює двом (Г-подібна ланка). Фільтри, які містять у собі Т-подібні й П-подібні ланки, можуть розглядатися як комбінації з Г-подібних ланок.

В основі принципу дії фільтра лежить залежність його еквівалентного опору Z_E від частоти f . Це обумовлено тим, що індуктивні опори $X_L = \omega L = 2\pi fL$ індуктивних котушок зі зростанням частоти збільшуються, а ємнісні опори $X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi fC}$ конденсаторів — зменшуються (див. рис. 7.3).

Комбінуючи з'єднання індуктивних L , ємнісних C та резистивних R елементів, можна одержати різні за своєю дією схеми. Наприклад, фільтрувальні властивості фільтрів фізично обумовлені виникненням у них резонансних явищ: резонансу струму або (й) резонансу напруг.

Електричний фільтр, як пасивний чотириполюсник, є передавальною ланкою між джерелом електричної енергії з вхідною напругою $U_{вх}$ та приймачем, який отримує вихідну напругу $U_{вих}$.

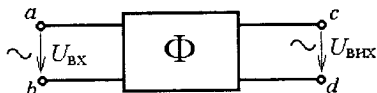


Рис. 7.7. Загальне подання фільтра

Одним з параметрів фільтра, як чотириполосника, є коефіцієнт передачі напруги при її синусоїдній формі:

$$K_U = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}}, \quad (7.10)$$

де $U_{\text{вих}}$, $U_{\text{вх}}$ — діючі значення зазначених напруг.

Залежність коефіцієнта K_U від частоти f називається *амплітудно-частотною характеристикою* (АЧХ) фільтра $K_U(f)$. За звичай графічно вона подається як більш наочна функція логарифмічного аргументу: $K_U(\lg f)$.

Розглянемо приклад структури Г-подібного фільтра, електрична схема якого подана на рис. 7.8, де Z_{ac} , Z_{cd} — повні опори ділянок такого фільтра.

Діюче значення вхідного струму і вихідна напруга фільтра:

$$I = \frac{U_{\text{вх}}}{Z_{ab}}; \quad U_{\text{вих}} = I Z_{cd}, \quad (7.11)$$

де Z_{ab} — повний еквівалентний опір фільтра відносно затискачів a - b .

Зважаючи на (7.11), подамо (7.10) так:

$$K_U = \frac{Z_{cd}}{Z_{ab}}; \quad (7.12)$$

Зрозуміло, що повні опори Z_{ac} і Z_{cd} визначають залежно від конкретного складу ділянок схеми. У складних схемах використовується символічний метод розрахунку, і тоді опори ділянки c - d і всього кола записуються у комплексній формі: Z_{cd} і Z_{ab} . Потім визначаються модулі цих опорів і за формулою (7.12) визначають коефіцієнт K_U для будь-якої частоти. Принципи визначення коефіцієнта передачі напруги та побудови АЧХ розглянемо у наступних прикладах розрахунку.

Приклад 7.3. Визначимо амплітудно-частотну характеристику електричних фільтрів, схеми яких зображено на рис. 7.9.

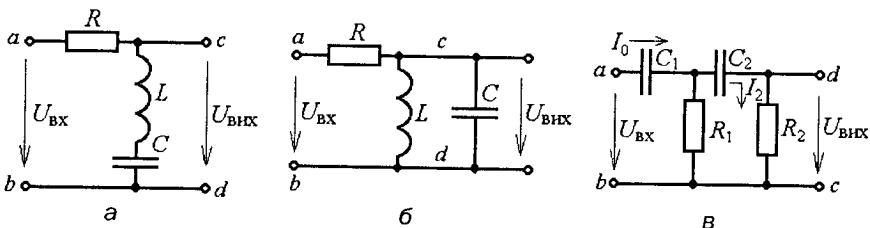


Рис. 7.9. Схеми заміщення електричних фільтрів

Для фільтра на рис. 7.9, а повні опори: вхідний відносно $a-b$ і ділянки $c-d$:

$$Z_{ab} = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}; \quad Z_{cd} = \sqrt{(X_L - X_C)^2}, \quad (7.13)$$

де опори індуктивного та ємнісного елементів:

$$X_L = \omega L = 2\pi fL; \quad X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi fC}. \quad (7.14)$$

За (7.10) і (7.12) через (7.13) і (7.14) визначаємо вираз АЧХ $K_U(f)$:

$$K_U = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{Z_{cd}}{Z_{ab}} = \frac{\sqrt{(2\pi fL - \frac{1}{2\pi fC})^2}}{\sqrt{R^2 + (2\pi fL - \frac{1}{2\pi fC})^2}}. \quad (7.15)$$

За приклад візьмемо параметри елементів: $R = 20$ Ом; $L = 40$ мГн; $C = 40$ мкФ.

Екстремальні властивості фільтра на рис. 7.9, а виявляються у зоні частотного резонансу напруг, при якому за (3.68)

$2\pi fL = \frac{1}{2\pi fC}$. Звідси резонансна частота:

$$f_U = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{40 \cdot 10^{-3} \cdot 40 \cdot 10^{-6}}} = 125,8 \text{ Гц.}$$

Тепер поблизу f_U задаємо діапазон частот $0 \dots 10$ кГц й за формулою (7.15) розраховуємо і на рис. 7.10 будуємо АЧХ (позначення $RLC-U$). Як зазначено раніше, замість аргумента f взято $\lg f$. Очевидно, що даний фільтр має дуже вузьку смугу згасання поблизу f_U , де $\lg 125,8 = 2,1$.

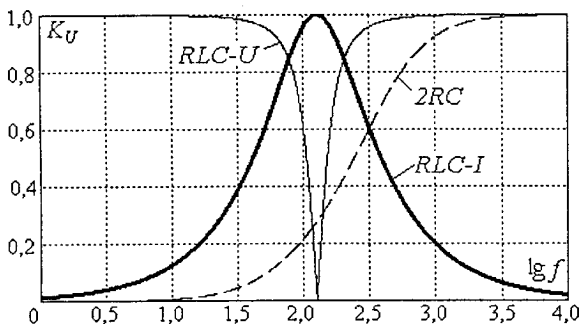


Рис. 7.10. Амплітудно-частотні характеристики електричних фільтрів за схемами на рис. 7.9

Для фільтра на рис. 7.9, б комплексні опори: ділянки $c-d$ з паралельним з'єднанням елементів L і C , а також усього фільтра відносно затискачів $a-b$:

$$\underline{Z}_{cd} = \frac{jX_L \cdot (-jX_C)}{jX_L - jX_C} = j \frac{X_L \cdot X_C}{X_L - X_C}; \quad \underline{Z}_{ab} = R + \underline{Z}_{cd} = R + j \frac{X_L \cdot X_C}{X_L - X_C}. \quad (7.16)$$

Модулі цих опорів:

$$Z_{cd} = \sqrt{\left(\frac{X_L \cdot X_C}{X_L - X_C}\right)^2}; \quad Z_{ab} = \sqrt{R^2 + \left(\frac{X_L \cdot X_C}{X_L - X_C}\right)^2}. \quad (7.17)$$

За формулою (7.12) з використанням (7.17) і підстановкою тих самих виразів X_L і X_C (7.14) отримуємо вираз ВАХ для фільтра на рис. 7.9, б (через його громіздкість наводити не будемо). За приклад візьмемо ті ж самі параметри елементів, що і для попереднього фільтра: $R = 20$ Ом; $L = 40$ мГн; $C = 40$ мкФ.

Екстремальні властивості фільтра на рис. 7.9, б виявляються у зоні частотного резонансу струмів, при якому за (3.69) з урахуванням (3.37) маємо: $2\pi fL = \frac{1}{2\pi fC}$. Звідки резонансна частота $f_I = 125,8$ Гц. Тепер поблизу f_I задамо діапазон частот від 0 до 10 кГц й за формулами (7.12), (7.17), (7.14) розраховуємо і на рис. 7.10 будуємо АЧХ (позначення RLC - L). Очевидно, що даний фільтр має відносно вузьку смугу прозорості поблизу f_I .

Подвійний RC-фільтр на рис. 7.9, в відрізняється від структури на рис. 7.8. Тому будемо орієнтуватися на вихідний вираз (7.10) і наступні перетворення.

Комплексні опори вітки з C_2 , R_2 і усього фільтра відносно застискачів a - b :

$$\underline{Z}_2 = -jX_{C_2} + R_2; \quad \underline{Z}_{ab} = -jX_{C_1} + \frac{R_1 \cdot \underline{Z}_2}{R_1 + \underline{Z}_2}. \quad (7.18)$$

Вхідний струм фільтра та струм у вітці з C_2 , R_2 ланки розгалуження:

$$\underline{I}_0 = \frac{U_{\text{вх}}}{\underline{Z}_{ab}}; \quad \underline{I}_2 = \underline{I}_0 \frac{R_1}{R_1 + \underline{Z}_2} = \frac{U_{\text{вх}}}{\underline{Z}_{ab}} \cdot \frac{R_1}{R_1 + \underline{Z}_2}. \quad (7.19)$$

Тоді за законом Ома:

$$\underline{U}_{\text{вих}} = R_2 \underline{I}_2 = \underline{U}_{\text{вх}} \frac{R_1 R_2}{\underline{Z}_{ab} (R_1 + \underline{Z}_2)}. \quad (7.20)$$

З останнього отримуємо комплексний коефіцієнт передачі напруги:

$$\underline{K}_U = \frac{\underline{U}_{\text{вих}}}{\underline{U}_{\text{вх}}} = \frac{R_1 R_2}{\underline{Z}_{ab} (R_1 + \underline{Z}_2)}. \quad (7.21)$$

Після підстановки (7.18) у (7.21) та подальших перетворень з результату витягнемо модуль — вираз коефіцієнту передачі напруги:

$$K_U = \frac{R_1 R_2}{\sqrt{(R_1 R_2 - X_{C1} X_{C2})^2 + (R_1 X_{C2} + R_2 X_{C1} + R_1 X_{C1})^2}}, \quad (7.22)$$

який з урахуванням $X_{C2} = \frac{1}{2\pi f C_2}$ і $X_{C1} = \frac{1}{2\pi f C_1}$ є виразом АЧХ.

За приклад візьмемо конкретні параметри елементів: $R_1 = 320 \text{ Ом}$; $R_2 = 180 \text{ Ом}$; $C_1 = C_2 = 5 \text{ мкФ}$. Тепер задамо конкретний діапазон частот від 0 до 10 кГц і за формулою (7.22) розрахуємо і на рис. 7.10 будемо АЧХ (позначення $2RC$). Очевидно, що даний фільтр (рис. 7.9, в) при $f < 50 \text{ Гц}$ ($\lg 50 = 1,7$) є загороджувальним, при $f > 1000 \text{ Гц}$ ($\lg 1000 = 3$) — прозорим.

Запитання для самоконтролю

1. Наведіть приклади несинусоїдних періодичних напруг та струмів.
2. У якій формі подаються часові функції періодичних несинусоїдних електричних величин?
3. Поясніть загальні принципи розрахунку електричних кіл з періодичними несинусоїдними величинами.
4. Як визначаються діючі значення періодичних несинусоїдних струму й напруги?
5. Якими коефіцієнтами оцінюється несинусоїдність струму і напруги?
6. Як визначаються активні та реактивні потужності в колах несинусоїдного періодичного струму?
7. Що називають електричним фільтром і які типи фільтрів ви знаєте?
8. Яким параметром і якою характеристикою подають властивості електричних фільтрів?
9. Наведіть приклади амплітудно-частотної характеристики електричних фільтрів.

8. МАГНІТНІ ПОЛЯ І МАГНІТНІ КОЛА

8.1. Загальне поняття про магнітне поле і магнітні величини

Принцип дії багатьох електротехнічних пристроїв, таких як трансформатори, електричні апарати і машини, електровимірвальні прилади тощо побудовано на взаємодії електричних струмів і магнітних полів або на взаємодії різних магнітних полів. Наприклад, перетворення механічної енергії на електричну та навпаки в таких пристроях відбувається за допомогою магнітного поля, що відображено в законах електромагнітної індукції й Ампера.

Для електротехнічних пристроїв типова наявність двох складових частин:

1) **електричне коло**, утворене провідниками, які проводять електричний струм; при цьому провідники, як правило, згруповані в багатовиткові електричні котушки, а за наявності сукупності з'єднаних одна з одною котушок їх у цілому називають обмоткою;

2) **магнітне коло** — одне або сукупність феромагнітних осердь, які називаються магнітопроводом і слугують для проведення магнітного поля, його підсилення і концентрації у визначених робочих зонах пристроїв.

Як відомо, стан електричних кіл і процеси в них описуються за допомогою *електричних величин*: струму, ЕРС, напруги. Для магнітних полів і, отже, магнітних кіл використовують відповідні їм *магнітні величини*. Розглянемо ці величини й основні поняття щодо магнітного поля.

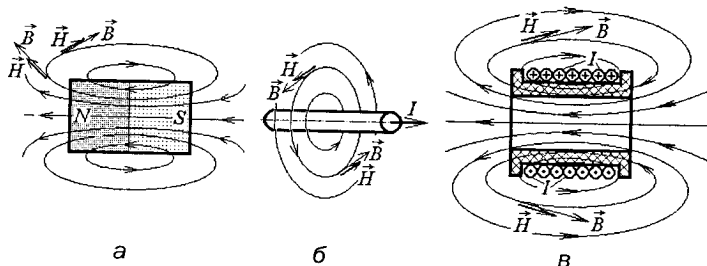


Рис. 8.1. Магнітне поле постійного магніту і струмів провідника та багатовиткової котушки

Магнітне поле може створюватися двома основними способами:

а) збудження постійними магнітами (рис. 8.1, а);

б) електромагнітне збудження, тобто за допомогою провідників, по яких тече струм I (рис. 8.1, б — одиночний провідник; рис. 8.1, в — багатовиткова котушка; рис. 8.2 — котушка з феромагнітним осердям).

У наочній формі магнітне поле прийнято зображати силовими лініями (рис. 8.1, рис. 8.2). Вони не мають початку і кінця, тобто завжди замкнені самі на себе. Силовим лініям приписується просторовий напрямок, який вказано стрілками на них. Стосовно постійного магніту в зовнішньому просторі лінії спрямовані від північного полюса N до південного S (рис. 8.1).

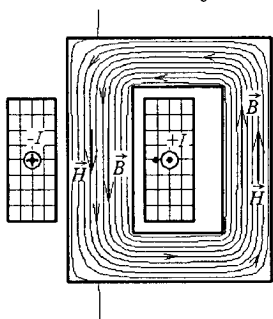


Рис. 8.2. Магнітне поле котушки з феромагнітним осердям

При електромагнітному збудженні силові лінії обов'язково зчеплені зі струмом (охоплюють провідники, по яких тече струм), а напрямок визначається відомим *правилом правооходового буравчика* (рис. 8.3) (він вгвинчується за напрямком струму I і тоді напрямок обертання рукоятки збігається з напрямком силових ліній). На рис. 8.1 і рис. 8.2 показані відповідні напрямки силових ліній.

Магнітне поле в кожній точці простору характеризується такими величинами:

\vec{B} — *магнітна індукція* [Тл], її вектор у просторі орієнтований по дотичній до силової лінії (рис. 8.1, рис. 8.2);

\vec{H} — *напруженість магнітного поля* [А/м], її вектор орієнтований так само, як і вектор індукції (рис. 8.1, рис. 8.2).

Між індукцією і напруженістю магнітного поля встановлено взаємозв'язок:

$$B = \mu_0 \mu_r H, \quad (8.1)$$

де $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м — *магнітна стала* (магнітна проникність вакууму); μ_r — *відносна магнітна проникність*, яка показує, наскільки магнітні властивості даного середовища відрізняються від магнітних властивостей вакууму; добуток $\mu = \mu_0 \mu_r$ на-

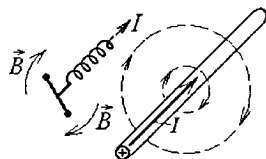


Рис. 8.3. Визначення напрямку магнітного поля за правилом «буравчика»

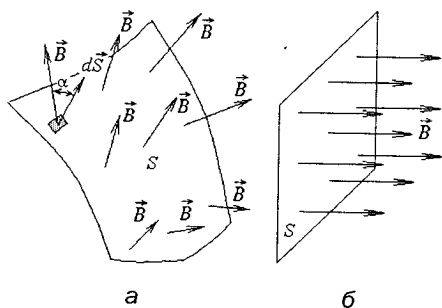


Рис. 8.4. Загальний та найпростіший випадки визначення магнітного потоку

зивається абсолютною магнітною проникністю (можливе її позначення і через μ_a).

Інтегральною величиною магнітного поля є магнітний потік Φ [Вб]. У загальному випадку, якщо у межах деякої поверхні S (рис. 8.4, а) магнітне поле неоднорідне, тобто магнітна індукція змінюється за значенням і (або) напрямком, тоді магнітний потік:

$$\Phi = \int_S \vec{B} d\vec{S} = \int_S B dS \cos \alpha = \int_S B_n dS, \quad (8.2)$$

де dS — елемент поверхні, вектор якого спрямований за нормаллю n до неї; α — кут між \vec{B} і $d\vec{S}$ (змінна величина); B_n — нормальна складова індукції (проекція вектора \vec{B} на $d\vec{S}$).

У найпростішому випадку — при однорідному магнітному полі, коли магнітна індукція B однакова і спрямована за нормаллю в межах площі S усієї поверхні (рис. 8.4, б), магнітний потік є найбільшим і визначається за (8.2) так:

$$\Phi = BS. \quad (8.3)$$

8.2. Поняття про магніторушійну силу та магнітну напругу

Зв'язок між електричними і магнітними величинами встановлюється законом повного струму (пункт В.2.5):

$$\oint_l \vec{H} d\vec{l} = \sum I. \quad (8.4)$$

Скалярна величина — інтеграл $\oint_l \vec{H} d\vec{l}$ називається магніторушійною силою (МРС — стандартизована абревіатура) вздовж замкненого контура: математично — це циркуляція вектора напруженості магнітного поля \vec{H} по замкненому контуру l ($d\vec{l}$ — векторний елемент довжини контура, спрямований у кожному конкретному місці за дотичною до лінії контура).

Скалярна величина $\sum I$ — повний струм, зчеплений з даним контуром — чисельно дорівнює алгебраїчній сумі струмів, що охоплюються контуром.

Якщо контур l зчеплений з усіма w витками котушки зі струмом I (рис. 8.1, в, рис. 8.2), то $\sum I = wI$. Тому потенційну здатність котушки створювати магнітне поле характеризують її власною МРС (знову ж таки):

$$F = wI, \quad (8.5)$$

одиниця вимірювання — ампер [А] (іноді кажуть — *ампервитки*).

У просторі з магнітним полем на будь-якому відрізку завдовжки l_k можна визначити *магнітну напругу* (або *спад магнітної напруги*):

$$U_M = \int_{l_k} \vec{H} d\vec{l}, \quad (8.6)$$

яка є порідненою до МРС і також вимірюється в амперах [А] (іноді кажуть — МРС, яка приходиться на даний відрізок).

Відоме перетворення скалярного добутку векторів: $\vec{H} d\vec{l} = H dl \cos \alpha$, де α — кут між \vec{H} і $d\vec{l}$. Тому при використанні закону повного струму (8.4) і магнітної напруги (8.6) вигідно обирати контур l так, щоб він збігався з силовою лінією магнітного поля. Тоді вектори \vec{H} і $d\vec{l}$ у кожній точці паралельні один одному, і α скрізь дорівнює нулю, а $\cos \alpha = 1$. Таким чином, у цьому окремому випадку вирази закону повного струму і магнітної напруги позбавляються векторів і мають вигляд:

$$\oint_l H dl = \sum I; \quad U_M = \int_{l_k} H dl. \quad (8.7)$$

8.3. Приклади визначення простіших структур магнітного поля

Достатньо просто розраховується магнітне поле струмів провідників, які знаходяться у просторі з однорідними магнітними властивостями. Тобто тоді, коли магнітна проникність власне провідників і оточуючого простору є однаковою (поширеним природним випадком цього є мідний або алюмінієвий провідник у повітрі, що скрізь відповідає значенню $\mu_r = 1$).

У таких умовах простішим варіантом є розрахунок магнітного поля провідника круглого перерізу (рис. 8.3), якщо цей провідник можна вважати нескінченно довгим. Тоді можна розглянути

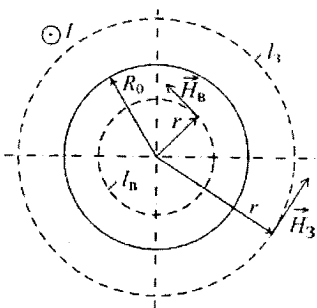


Рис. 8.5. Поперечний переріз провідника

магнітне поле провідника у будь-якій площині (рис. 8.5), перпендикулярній повздовжній осі провідника. На рис. 8.5 струм I вважається позитивним — спрямованим «до нас» \odot і рівномірно розподіленим по перерізу провідника, обмеженому колом з радіусом R_0 .

Силою симетрії усі силові лінії магнітного поля провідника є окружностями (рис. 8.1, б і рис. 8.3): на рис. 8.5 подані дві з них — пунктиром. Щоб визначити значення \vec{H} , скористаємося законом по-

вного струму (8.4). За контури інтегрування l використаємо власне силові лінії, і тоді замість (8.4) можна взяти (8.7), де величину H можна винести за інтеграл, бо знову ж таки — силою симетрії, на кожній силовій лінії однакового радіусу r вона є постійною:

$$\oint_l \vec{H} d\vec{l} = \oint_l H dl = H \oint_l dl = Hl = H \cdot 2\pi r, \quad (8.8)$$

де зроблено очевидні перетворення.

Усі силові лінії за межами провідника повністю охоплюють його і зчеплені з одним й тим же струмом, що у (8.7) дає $\Sigma I = I$ і з урахуванням (8.8): $H \cdot 2\pi r = I$. Тоді у точках на зовнішніх лініях типу l_3 маємо напруженість магнітного поля та індукцію (8.1) при $\mu_r = 1$:

$$H_3 = \frac{I}{2\pi r}; \quad B_3 = \frac{\mu_0 I}{2\pi r}. \quad (8.9)$$

У межах провідника силові лінії типу l_b зчеплені зі струмом частково і тут повний струм $\Sigma I = J\pi r^2 = I \frac{r^2}{R_0^2}$, де $J = \frac{I}{\pi R_0^2}$ — густина струму у провіднику. Тоді, з урахуванням (8.7) і (8.8):

$H \cdot 2\pi r = I \frac{r^2}{R_0^2}$ і усередині провідника маємо напруженість магнітного поля і індукцію (8.1) при $\mu_r = 1$:

$$H_b = \frac{I r}{2\pi R_0^2}; \quad B_b = \frac{\mu_0 I r}{2\pi R_0^2}. \quad (8.10)$$

Приклад 8.1. Візьмемо наступні параметри провідника: радіус $R_0 = 0,001$ м, струм $I = 1000$ А. За формулами (8.9), (8.10) розраховано залежність $B(r)$ і побудовано на рис. 8.6. Зміну знаку B

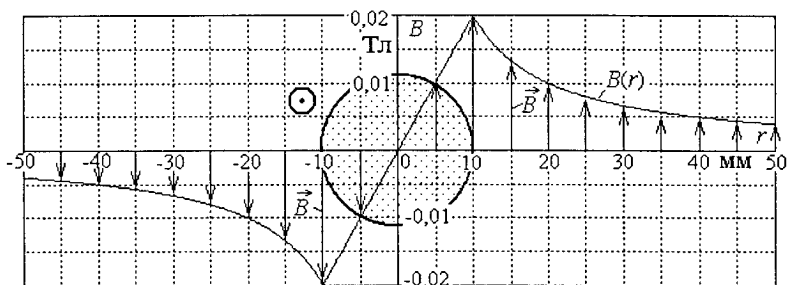


Рис. 8.6. Розподіл магнітної індукції поля провідника зі струмом

зроблено відповідно до зміни напрямку векторів індукції при переході через центр провідника.

Поодинокий провідник (рис. 8.5 і рис. 8.6) є до деякої міри умовністю, оскільки струм завжди має замкнутий контур. Тому природнішою є структура з двох провідників із зустрічно направленим одним і тим же струмом (рис. 8.7, а).

Для обчислення магнітного поля у такому випадку скористаємося *методом суперпозицій* (інша назва – *метод накладання*). Цей метод має силу тільки у середовищі з лінійними магнітними властивостями, тобто коли магнітна проникність μ не залежить від самого магнітного поля. Згідно з даним методом результуюче магнітне поле від усіх джерел є результатом накладання магнітних полів від кожного джерела окремо. Це проілюстровано на рис. 8.7, а, де спочатку за відомими правилами побудовано вектори магнітної індукції окремих провідників: \vec{B}_1 , \vec{B}_2 , а потім результуючий вектор \vec{B} .

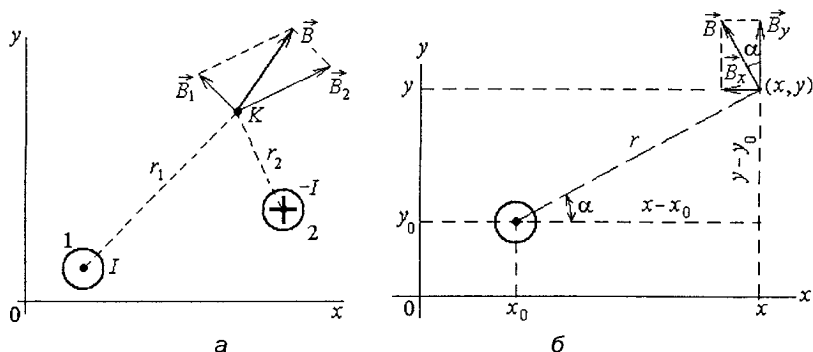
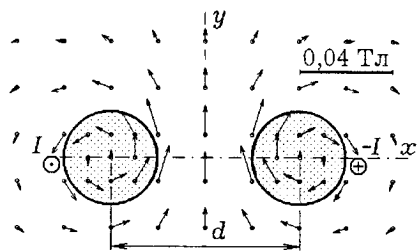


Рис. 8.7. Векторне подання магнітної індукції поля провідників

Числове додавання векторів виконується за їхніми просторовими складовими. На рис. 8.7, б показано розкладання вектора магнітної індукції у прямокутній системі координат. Позначимо координати центру власне провідника (x_0, y_0) і точки простору (x, y) і отримаємо вирази для складових:



$$B_x = -B \sin \alpha = -B \left(\frac{y - y_0}{r} \right); \quad (8.11)$$

$$B_y = B \cos \alpha = B \left(\frac{x - x_0}{r} \right), \quad (8.12)$$

де $r = \sqrt{(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2}$, а модуль індукції B визначаються за вже відомими формулами (8.9), (8.10) у залежності від розташування точки (x, y) .

Рис. 8.8. Вектори магнітної індукції поля двох провідників із зустрічними струмами

Відповідно до методу накладання, складові і модуль магнітної індукції від N провідників визначаються так (k — номер провідника):

$$B_x = \sum_{k=1}^N B_{x,k}; \quad B_y = \sum_{k=1}^N B_{y,k}; \quad B = \sqrt{B_x^2 + B_y^2}. \quad (8.13)$$

На рис. 8.8 зображено векторне магнітне поле двох провідників отримане саме так. Параметри провідників ті самі, що і на рис. 8.6, відстань між їхніми центрами: $d = 0,04$ м.

На лінії, яка збігається з віссю x , існує тільки складова B_y . Розподіл $B_y(x)$ для кожного провідника окремо, а також від двох разом зображений на рис. 8.9

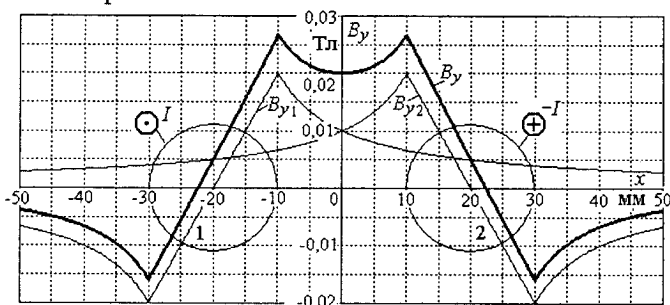


Рис. 8.9. Розподіл магнітної індукції поля провідників із зустрічними струмами і на осі, яка проходить через їхні центри

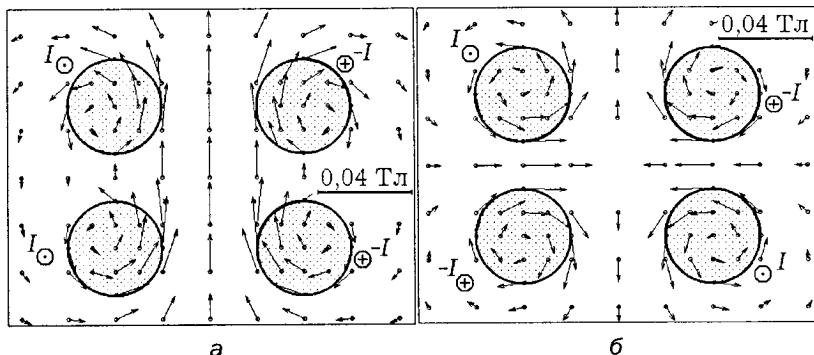


Рис. 8.10. Магнітні поля при узгодженій і зустрічній дії струмів пар провідників

Аналогічним підсумуванням (8.13) отримано векторні магнітні поля чотирьох провідників при різних сполученнях напрямків струмів у них (рис. 8.10). Дві пари провідників на рис. 8.10, а діють узгоджено і створюють дипольне магнітне поле, на рис. 8.10, б – зустрічно – чотирипольне поле. Розміри провідників та їхні струми відповідають попереднім варіантам розрахунку.

За іншої форми провідників розрахунки ускладнюються і магнітні поля набувають відповідних змін, але характерні ознаки розподілу полів зберігаються, як і на рис. 8.8 – рис. 8.10, навіть при прямокутній формі провідників або багатovitкових струмових котушок.

Ще приклад простішої структури магнітного кола виникає у тороподібному осердді, на яке намотана котушка з кількістю витків w (рис. 8.11). З огляду на симетрію силові лінії поля (позначені пунктиром) є круговими, містяться усередині котушки, і на конкретній лінії в усіх точках напруженість магнітного поля H постійна, а її вектор спрямований за дотичною до цієї лінії.

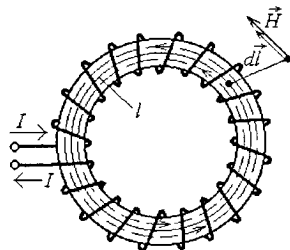


Рис. 8.11. Структура магнітного поля котушки в осердді у вигляді тору

За контур інтегрування l у формулі (8.4) використаємо середню силову лінію радіусом r . Тоді $\sum I = wI = F$, а у кожній точці на цій лінії вектори \vec{H} і $d\vec{l}$ паралельні один одному, як показано на рис. 8.11 в одній із них (точку винесено). Тоді можна скористатися (8.7), де постійна величина H виноситься за інтеграл і, таким чином, отримуємо:

$$\oint_l H dl = H \oint_l dl = Hl = 2\pi rH = F = wI, \quad (8.14)$$

що встановлює зв'язок між струмом і напруженістю магнітного поля:

$$H = \frac{wI}{l} \quad \text{або} \quad I = \frac{Hl}{w}. \quad (8.15)$$

На основі цього можна зв'язати й інші електричні і магнітні величини.

8.4. Магнітні властивості матеріалів

Процеси в магнітних колах і значення магнітних величин суттєво залежать від магнітних властивостей середовища, які, як вже зазначено у (8.1), характеризуються абсолютною μ або відносною μ_r магнітними проникностями. Залежно від значення μ_r матеріали поділяють на два основних види: *неферромагнітні* і *ферромагнітні*.

Якщо $\mu_r \approx 1$, то матеріали називають *неферромагнітними*, або *немагнітними*; зокрема, якщо μ_r трохи перевищує одиницю, то це парамагнетики; якщо трохи менше одиниці — *діамагнетики*. До немагнітних матеріалів відносять, наприклад, повітря, різні електроізоляційні матеріали (слюда, скло, папір, пластмаса, смола, поліетилен, деревина та ін.), такі поширені провідникові матеріали, як мідь і алюміній, нержавіючі сталі та безліч інших.

Якщо $\mu_r \gg 1$, тобто значно перевищує одиницю, досягаючи значень порядку 100...10000, то це *ферромагнітні* матеріали, або магнітні.

Ферромагнетизм — це магнітопорядкований стан речовини, при якому всі магнітні моменти атомарних носіїв магнетизму в речовині паралельні і вона має самодовільну намагніченість. Серед хімічних елементів ферромагнітні перехідні елементи залізо (*Fe*), кобальт (*Co*) і нікель (*Ni*), а також рідкоземельні метали гадоліній (*Gd*), тербій (*Tb*), диспрозій (*Dy*) та інші (*Ho, Er, Tm*). Ферромагнітними є також численні металічні сплави і з'єднання згаданих вище металів між собою й іншими неферромагнітними елементами, сплави і з'єднання хрому (*Cr*) і марганцю (*Mn*) з неферромагнітними елементами (*Fe₃Al, Ni₃Mn, FePd₃, MnPt₃*). Спеціально для використання як магнітопроводів різних пристроїв розроблено широкий сортамент електротехнічних сталей — група легованих кремнієм сталей (*Fe + Si* від 0,5 до 4%).

Марки *електротехнічних сталей* позначаються кодом із чотирьох цифр і розшифровуються так: перша цифра – вид прокату, структурний стан (1 гарячекатана ізотропна, 2 – холоднокатана ізотропна, 3 – холоднокатана анізотропна); друга цифра – вміст кремнію (0 – до 0,4 %, 1 – 0,4...0,8 %, 2 – 0,8...1,8 %, 3 – 1,8...2,8 %, 4 – 2,8...3,8 %, 5 – 3,8...4,8%); третя цифра – група за основною характеристикою, яка нормується (поєднанням магнітної індукції, її частоти і питомих магнітних втрат); четверта цифра – порядковий номер типу сталі. Так, наприклад, у трансформаторах застосовують сталі 1511...1514, 3411...3415; в електричних машинах 1211, 1212, 1311, 1411, 2411, 2412, 3411, 3413 та ін.

У цілому феромагнетики прийнято поділяти на дві групи:

магнітом'які матеріали, що використовуються в основному як провідники магнітного потоку;

магнітотверді матеріали, що використовуються як джерело магнітного поля (постійні магніти).

У феромагнетиків величина μ_r залежить від величин магнітного поля B і H , тобто вона непостійна. Тому для таких матеріалів замість формули (8.1) використовуються експериментально отримані залежності $B(H)$. Залежність $B(H)$ утворює сім'ю петель гістерезису, приклад яких наведено на рис. 8.12 для електротехнічної сталі марки 1212 при товщині листа 0,5 мм. Площі окремих *петель гістерезису* залежать від супутніх їм максимальних значень B_m і H_m , а також частоти перемагнічування f (рис. 8.12 відповідає $f = 50$ Гц).

Гістерезис (відставання, спізнення) – явище, яке полягає в тому, що внутрішня намагніченість речовини неоднозначно залежить від зовнішнього фактора – напруженості магнітного поля. За відсутності зовнішнього магнітного поля феромагнітний

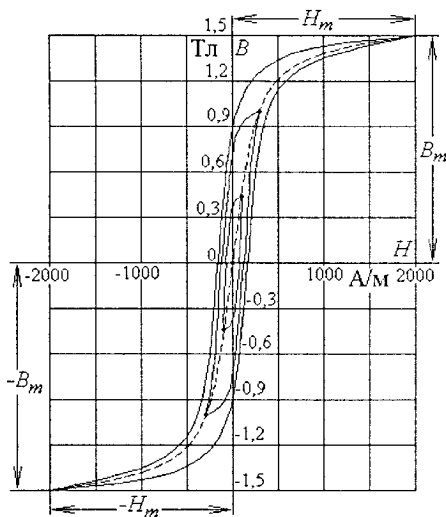


Рис. 8.12. Сім'я петель гістерезису

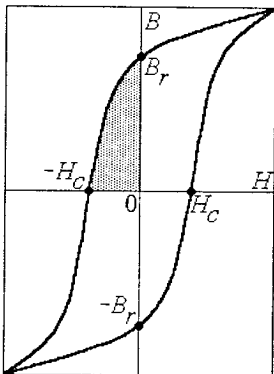
зразок розбитий на *домени* — області однорідної самодовільної намагніченості. У простішому випадку доменна структура являє собою шари, що чергуються, із взаємно протилежним напрямком намагніченості. Криві намагнічування і петлі гістерезису в феромагнетиках визначаються зміною об'єму доменів з різною орієнтацією намагніченості в них за рахунок зміщення меж доменів, а також повороту осей намагніченості доменів.

Процес перемагнічування пов'язаний з поглинанням енергії зовнішнього магнітного поля; площа всередині петлі магнітного гістерезису є мірою енергії, що перетворюється на теплоту при перемагнічуванні. Такі *втрати енергії* називаються *гістерезисними*.

На петлях гістерезису вирізняють характерні точки (рис. 8.13): H_c — *коерцитивна сила*; B_r — *залишкова індукція*.

Досить вузькі петлі гістерезису (як, приміром, на рис. 8.12) властиві магнітом'яким матеріалам. У магнітотвердих матеріалах петлі гістерезису ширші, як показано на рис. 8.13. Так, наприклад, у чистого заліза H_c становить близько 80 А/м, у спеціального сплаву — магніко — досягає 4640 А/м, але це ще далеко не межа. Підвищення значень H_c і B_r прагнуть для створення високоефективних постійних магнітів.

Магнітотверді матеріали для постійних магнітів утворюються, наприклад, з вуглецевих сталей із змістом вуглецю до 1 % і з додаванням легуючих елементів (алюміній, нікель, вольфрам, хром, кобальт, молібден). Наприклад, сплав ЮНД ($Fe+Ni+Al$), сплав ЮНДК ($Fe+Ni+Al+Co$).



Для постійних магнітів у межах петлі гістерезису важливою є ділянка від B_r до H_c , причому задача полягає в забезпеченні найбільшої величини площі заштрихованої частини петлі гістерезису (рис. 8.13). На рис. 8.14 наведено приклад розмагнічувальної частини для достатньо ефективного магнітотвердого матеріалу із зазначеним складом.

Створено матеріали і з вищим значеннями B_r і H_c . Так у литого сплаву типу ЮН14ДК25БА $B_r = 1,4$ Тл; $H_c = 48$ кА/м; у

Рис. 8.13. Характерні точки на петлі гістерезису

ЮНДК35Т5АА $B_r = 1,05$ Тл; $H_c = 115$ кА/м. Нині поширене використання постійних магнітів, які виготовляються методами порошкової металургії на основі з'єднання $Nd-Fe-B$ (неодим-залізо-бор) і мають дуже високі показники: $B_r = 0,8 \dots 1,2$ Тл; $H_c = 400 \dots 1300$ кА/м. Крім цих, практично використовують також магніти з фериту барію ($Fe-B$), самарій-кобальту ($Sm-Co$), дідм-залізо-бору ($Dd-Fe-B$).

Наведені значення B_r відповідають феромагнетикам, що містяться у складі замкнених осердь, як, наприклад, на рис. 8.11 За наявності у постійного магніту повітряного проміжку його залишкова індукція B_d може

бути істотно меншою залишкової індукції матеріалу B_r . Треба ще враховувати, що для феромагнетиків властива так звана *точка Кюрі* — температура Кюрі, вище якої зникає самодовільна намагніченість. Тому постійні магніти мають обмежений температурний діапазон використання. Наприклад, у магнітів типу неодим-залізо-бор максимальна робоча температура становить $(100 \dots 150)^\circ C$.

Якщо у процесі вимірювань зовнішнє магнітне поле змінюється за величиною і напрямком повільно, то отримується *статична петля гістерезису*. Якщо ж час встановлення напруженості поля порівняний із часом перемагнічування матеріалу, то залежності $B(H)$ є *динамічними петлями гістерезису*. Динамічні петлі гістерезису ширші й округліші, їхня площа збільшується з підвищенням частоти перемагнічування.

Багатозначні залежності $B(H)$ (рис. 8.12) дуже складні, тому при практичних розрахунках ідуть на спрощення і послуговуються *основною кривою намагнічування*. Це та лінія, яка позначена на рис. 8.12 пунктиром і проходить по вершинах петель гістерезису. Основні криві намагнічування наводяться в довідковій літературі в табличній або графічній формах для всіх феромагнітних матеріалів, які використовуються

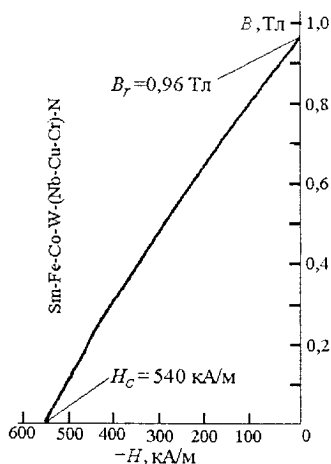


Рис. 8.14. Розмагнічувальна частина петлі гістерезису

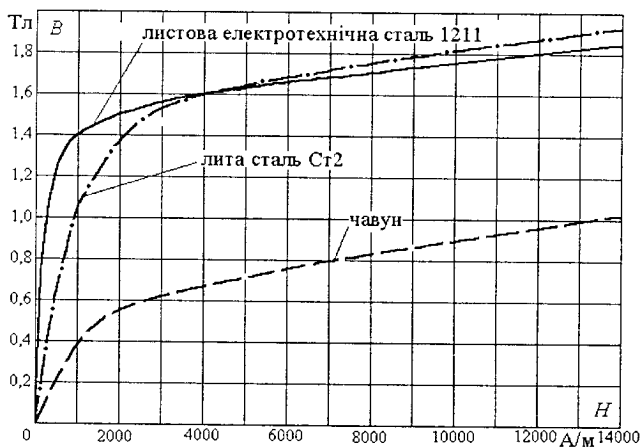


Рис. 8.15. Основні криві намагнічування деяких матеріалів

практично. На рис. 8.15 наведені основні криві намагнічування для вказаних там же матеріалів.

Помітний перегин основних кривих намагнічування для магнітних сталей виникає при значеннях магнітної індукції $B_S = (1,2 \dots 1,7)$ Тл, що називається індукцією насичення. Подальше збільшення магнітної індукції потребує суттєвого підвищення напруженості магнітного поля, а фактично — магніторушійної сили обмотки, яка збуджує це поле, що впливає із (8.15). Тому такий рівень магнітних полів (1,2...1,7) Тл вважається загальноприйнятим для більшості електротехнічних пристроїв з феромагнітним магнітопроводом.

8.5. Загальне уявлення про магнітні кола

Сукупність елементів, що збуджують і проводять магнітне поле, можна розглядати як **магнітне коло**, якщо контури замикання силових ліній поля очевидні і це поле сконцентроване в межах локальних областей простору (див. рис. 8.2 і 8.11), які явно вирізняються. Для опису процесів у магнітних колах базовими величинами є магнітний потік Φ (8.3), магніторушійна сила (МРС) F (8.5) і магнітна напруга U_M (8.6).

Магнітне коло робить таким феромагнітний магнітопровід. Покажемо його роль на прикладі *дроселя* — котушки зі сталевим осердям.

За вихідний варіант візьмемо конструкцію із замкненим осердям прямокутної форми (див. рис. 8.2). Тут структура силових ліній досить суворо організована і цілком передбачена, що і є необхідною ознакою магнітного кола.

Якщо ж у цьому осердді зробити невеликий проміжок, то виникає деяке розсіяння частини силових ліній в оточуючому просторі, що показано на рис. 8.16, а. Переважна частина магнітного поля все ще зосереджена в об'ємі осерддя, тому цей варіант також можна розглядати як магнітне коло.

Якщо вилучити значну частину осерддя (рис. 8.16, б), то в цьому місці структура магнітного поля стає ще менш організованою і її передбачити вельми важко (картини полів на рис. 8.2 і 8.16 отримані досить складним спеціальним методом розрахунку). Для розрахунку такої структури вже недостатньо понять магнітного кола і відповідних величин Φ , F та U_M .

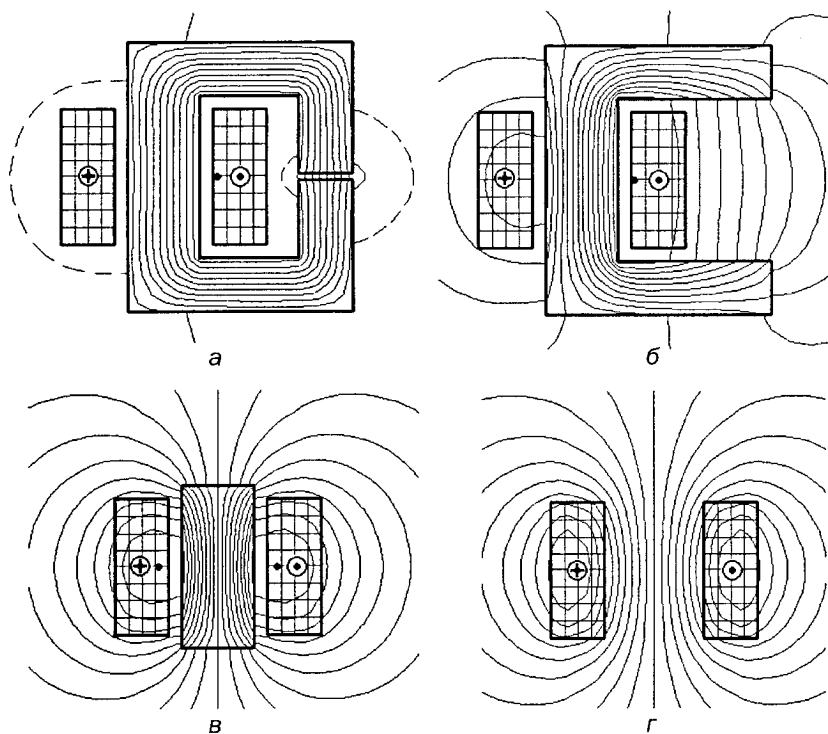


Рис. 8.16. Варіанти магнітного поля котушки зі струмом при змінах осерддя

Ще менше передбачувані структури магнітних полів (ідеться про точність, необхідну для розрахунку електротехнічних пристроїв) для варіантів за наявності осердя тільки усередині котушки (рис. 8.16, в) і за його повної відсутності (рис. 8.16, г).

Зауважимо, що на рисунках між парами сусідніх силових ліній проходить у будь-якому місці уздовж них один і той самий магнітний потік, але, природно, для кожного рисунка він має своє значення. Тому в місцях розрідження силових ліній магнітна індукція буде меншою, ніж у місцях їхнього згущення у відповідній пропорції. Таким чином, за картинами силових ліній можна зробити висновок щодо розподілу магнітної індукції в кожному із розглянутих варіантів магнітних полів. Більш повне уявлення про ефективність феромагнітного магнітопроводу розкривають дані, наведені в табл. 8.1.

Тут запропоновано для розгляду по два значення магнітної індукції — в місцях, які у всіх випадках у просторі зафіксовані однаково, і ці місця вибрані за рис. 8.16, а: B_1 — середнє значення магнітної індукції в осерді усередині котушки на лінії, що перпендикулярна його осі і міститься на середньому рівні по висоті котушки; B_2 — середнє значення магнітної індукції в проміжку. Для певності вкажемо деякі параметри магнітного кола на рис. 8.16, а: МРС котушки дорівнює 3000 А, довжина середньої лінії осердя — 168 мм, проміжок — 1,5 мм. Конструктивні відмінності варіантів, що подані на рис. 8.2 і 8.16, очевидні, як очевидні і супутні зміни магнітного поля в табл. 8.1.

Таблиця 8.1. Порівняння даних різних магнітичних систем

Варіант магнітного поля	Магнітна індукція, Тл	
	B_1	B_2
Рис. 8.2	1,659	1,931
Рис. 8.16, а	1,542	1,412
Рис. 8.16, б	0,429	0,095
Рис. 8.16, в	0,202	0,031
Рис. 8.16, г	0,058	0,019

Таким чином, феромагнітні осердя посилюють магнітне поле, виконують роль його провідників і концентраторів, а у випадку постійних магнітів — і його джерел.

Залежно від конфігурації осердь магнітні кола поділяють на такі типи: *нерозгалужені* і *розгалужені* — перші мають один явно виражений контур замикання переважної частини магнітного потоку (приклад на рис. 8.2, 8.11, 8.16, а, другі — два і більше таких контурів (приклад —

на рис. 8.17, причому, *а* — симетричні, *б* — несиметричні магнітні кола);

однорідні і неоднорідні — у перших на всій довжині силових ліній значення індукції і напруженості магнітного поля незмінні: $B = \text{const}$ і $H = \text{const}$, а це можливо, якщо: 1) на цій довжині магнітопровід однорідний (із одного матеріалу); 2) має постійну площу поперечного перерізу $S = \text{const}$; 3) не має відгалужень магнітного потоку, тобто $\Phi = \text{const}$ (приклад однорідного магнітного кола на рис. 8.11); у неоднорідних магнітних кіл вказані умови (всі або хоча б одна) не витримуються (приклади на рис. 8.2 і рис. 8.16, а).

Залежно від кількості обмоток, які збуджують магнітне поле, бувають *одно-* і *багатообмоткові* магнітні кола (приклади перших — на рис. 8.2, 8.11, 8.16, а, 8.17, а, других — на рис. 8.17, б).

Осердя виготовляються таких типів: а) масивними, тобто з суцільним заповненням об'єму, наприклад, литі, із товстого листа, у вигляді поковки; б) шихтованими, тобто набраними зі сталевих листів або навитими зі сталеві стрічки, товщина яких може бути порядку 0,1...0,5 мм; в) пресованими із порошку феромагнітного матеріалу з яким-небудь зв'язуючим наповнювачем.

Масивні осердя застосовують при постійному магнітному потоці, інші — при змінному, причому шихтовані осердя — на низьких частотах (до тисяч Гц), пресовані — на більш високих частотах.

Зрозуміло, що різні варіанти ознак можуть бути властиві одному і тому ж магнітному колу. Так, наприклад, магнітне коло на рис. 8.11 — однорідне, нерозгалужене, однообмоткове; на рис. 8.17, б — неоднорідне, розгалужене, двообмоткове.

8.6. Прояви магнітного поля

Силові лінії магнітного поля і магнітні величини — це поняття, введені вченими-дослідниками, і вони є значною мірою абстрактними. Проте саме магнітне поле є матеріальною субстанцією і має цілком конкретні матеріально відчутні прояви, до основних із яких належать такі.

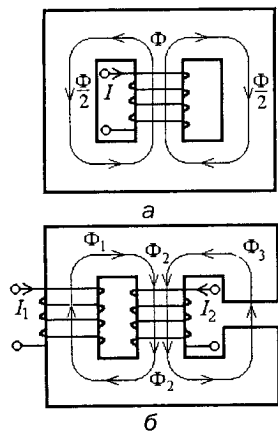


Рис. 8.17. Розгалужені магнітні кола

1. **Індукуюча дія** магнітного поля полягає в тому, що змінне магнітне поле утворює ЕРС, що знайшло своє відображення в законі **електромагнітної індукції** (в двох формулюваннях — див. пункт В.2.6):

а) **для нерухомого контура або котушки** (рис. 8.18, а), що пронизуються змінювальним магнітним потоком, ЕРС дорівнює швидкості зміни їхніх магнітних потокозчеплень Ψ :

$$e = -\frac{d\Psi}{dt}, \quad (8.16)$$

де $\Psi = \sum_{k=1}^w \Phi_k$, w — кількість витків котушки; Φ_k — магнітний потік, який пронизує її k -ий виток.

Так на рис. 8.18, а магнітне поле збуджується однією з котушок, яку генератор G живить змінним струмом i . У другій котушці змінне магнітне поле індукуює ЕРС e , яка створює напругу u на застискачах котушки. Ця напруга, а значить і ЕРС, може наочно вимірюватися, наприклад, мілівольтметром mV .

б) **для провідника**, який переміщується в однорідному магнітному полі (рис. В.7), ЕРС визначається формулою (В.12):

$$E = VBl \sin \alpha, \quad (8.17)$$

де V , l — швидкість руху провідника і його довжина; B — індукція магнітного поля (напрямок ЕРС визначається за правилом правої руки — рис. В.7). Так саме у боках провідникової рамки на рис. 8.18, б, яка обертається під дією обертального моменту $M_{об}$, створеного силою тяжіння вантажу P , виникають ЕРС e , які створюють ЕРС рамки:

$e_p = 2e = 2VBl \sin \alpha$. Ця ЕРС створює на кінцях рамки різницю потенціалів: $+i-$. Напруга u , що виникає, може також наочно вимірюватися мілівольтметром mV .

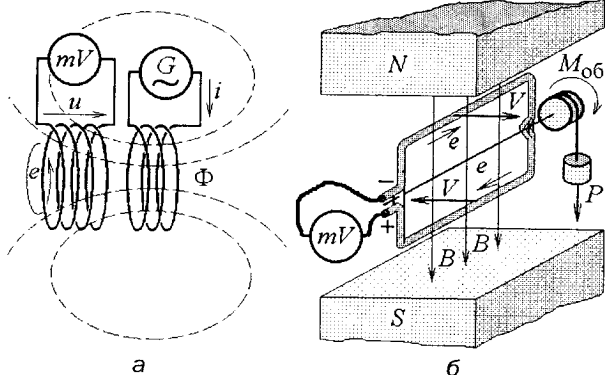


Рис. 8.18. Індукуюча дія магнітного поля

2. **Силова дія** магнітного поля полягає у виникненні механічних сил, що діють на провідники зі струмом, а також на феромагнітні осердя, а саме:

а) **закон Ампера** виражає силу (В.14), що діє на провідник (рис. В.8) довжиною l зі струмом I , який розміщений в магнітному полі з індукцією B :

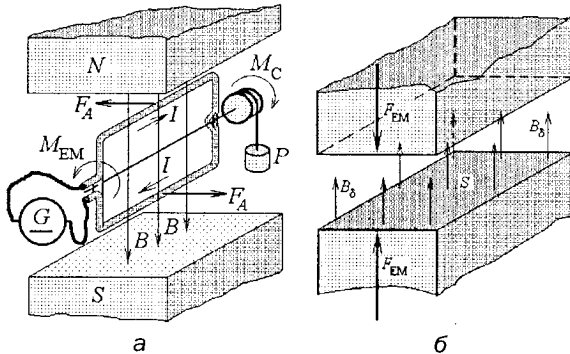


Рис. 8.19. Силова дія магнітного поля

стійного магніту або електромагніту. Сили F_A діють на боки рамки і створюють електромагнітний момент M_{EM} . Цей момент і, таким чином, сили можуть бути наочно визначені через обертальний момент опору M_C від вантажу P , який з'єднаний зі шківом на осі рамки.

б) **електромагнітна сила** діє на феромагнітні осердя, в проміжку між торцями яких є магнітне поле (рис. 8.19, б). Ця сила визначається формулою:

$$F_{EM} = \frac{B_0^2}{2\mu_0} S, \quad (8.19)$$

де B_0 — магнітна індукція в проміжку; S — площа поверхні, зверненої до проміжку (сили F_{EM} завжди спрямовані так, що стягують осердя).

в) **механічні сили** діють у магнітному полі на постійні магніти, як, наприклад, намагнічена стрілка (рис. 8.20): вона розташовується уздовж силових ліній (за напрямком векторів індукції B магнітного поля, що створюється іншим постійним магнітом), причому різнойменні полюси магнітів притягуються, однойменні — відштовхуються.

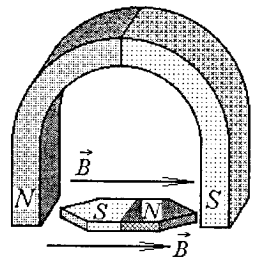


Рис. 8.20.
Взаємодія постійних магнітів

Підсумовуючи, зауважимо, що принцип дії електротехнічних пристроїв майже завжди оснований на використанні індукуючої або силової дії магнітного поля або обох водночас.

8.7. Закони магнітних кіл

Досить точний розрахунок магнітних полів, зображених на рис. 8.16, і у разі більш складних електромагнітних систем потребує застосування спеціальних польових методів розрахунку. Вони засновані на розв'язанні першого рівняння із системи рівнянь електромагнітного поля, сформульованої Максвеллом, а саме, рівняння:

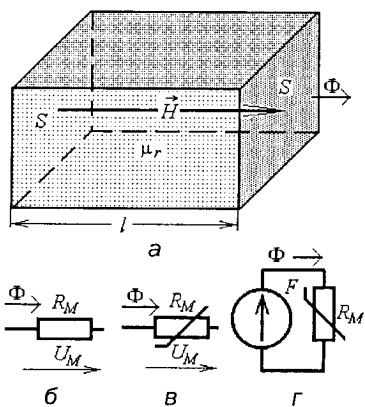
$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{J}, \quad (8.20)$$

де \vec{H} , \vec{J} — вектори напруженості магнітного поля і густини струму.

Для магнітних кіл, в яких просторова структура магнітного поля досить очевидна, використовуються простіші методи розрахунку, засновані на законах Ома і Кірхгофа. Такі закони для магнітних кіл ці вчені не формували. А назви законів запозичені з електричних кіл з огляду на формально близьку аналогією між названими законами для цих та магнітних кіл.

Закон Ома для магнітного кола

Розглянемо *однорідну ділянку* будь-якого магнітного кола (рис. 8.21, а). Це може бути частина феромагнітного осердя або навіть повітряний проміжок. Ознаки однорідної ділянки такі ж, як і однорідного магнітного кола (див. підрозділ 8.5).



А саме, щоб у магнітному колі вирізнити однорідну ділянку, на всій її довжині l напруженість магнітного поля H повинна бути постійною. З урахуванням відомих співвідношень (8.1) і (8.3) маємо:

$$H = \frac{B}{\mu_0 \mu_r} = \frac{\Phi}{S \mu_0 \mu_r}. \quad (8.21)$$

Звідси випливає, що для забезпечення $H = \text{const}$ однорідна ділянка магнітного кола повинна мати такі **зовнішні ознаки**: 1) відсутність в її

Рис. 8.21. Однорідна ділянка магнітного кола і схеми заміщення її та однорідного магнітного кола

межах відгалужень магнітного потоку ($\Phi = \text{const}$); 2) постійність площі поперечного перерізу ($S = \text{const}$); 3) однорідність матеріалу з магнітних властивостей ($\mu_r = \text{const}$).

Розглянемо *спад магнітної напруги* (8.7) на довжині однорідної ділянки з урахуванням (8.21) і $H = \text{const}$:

$$U_M = Hl = \frac{l\Phi}{S\mu_0\mu_r} = R_M\Phi. \quad (8.22)$$

Тут окрема частина R_M називається *магнітним опором*:

$$R_M = \frac{l}{S\mu_0\mu_r}. \quad (8.23)$$

З урахуванням цього формулюється закон Ома для однорідної ділянки магнітного кола: *спад магнітної напруги дорівнює добутку магнітного опору і магнітного потоку*:

$$U_M = R_M\Phi. \quad (8.24)$$

Це формально схоже з законом Ома $U = RI$ для електричного кола, де також фігурують напруга U і опір R , але електричні, а магнітний потік формально можна уподібнити електричному струму I .

Тепер однорідну ділянку магнітного кола (рис. 8.21, а) можна замінити лінійним магнітним опором (рис. 8.21, б), що відповідає неферромагнітним ділянкам, де $\mu_r \approx 1$, або нелінійним магнітним опором (рис. 8.21, в), що відповідає ферромагнітним ділянкам, де $\mu_r = \text{var}$ (змінна величина, бо залежить від B і H).

Для однорідного магнітного кола (рис. 8.11) магнітопровід, природно, являє собою єдину однорідну ділянку. Тому, з урахуванням (8.14), можна замість (8.24) записати модифікацію закону Ома:

$$F = R_M\Phi \quad (8.25)$$

і використати схему заміщення такого кола відповідно до рис. 8.21, г, де F — МРС котушки за (8.5).

Перший закон Кірхгофа для магнітного кола: алгебраїчна сума магнітних потоків, які сходяться в його розгалуженні, дорівнює нулю:

$$\sum_{k=1}^m \Phi_k = 0, \quad (8.26)$$

де m — кількість віток у розгалуженні магнітопроводу.

Так, на рис. 8.22, а зображено розгалуження магнітного кола, наприклад, як фрагмент рис. 8.17, б, а на рис. 8.22, б — його схематичне подання. З урахуванням позначень напрямків магнітних потоків:

$$\Phi_1 - \Phi_2 + \Phi_3 = 0. \quad (8.27)$$

Цей закон Кірхгофа заснований на безперервності силових ліній, так що сумарний магнітний потік для замкненої поверхні завжди дорівнює нулю.

Другий закон Кірхгофа для магнітного кола.

Цей закон виходить з закону повного струму (8.4) і формулюється для неоднорідних магнітних кіл, приклади яких є на рис. 8.2, 8.16, а і 8.17.

У цьому разі для прикладу візьмемо неоднорідне магнітне коло, подане на рис. 8.23, а. Воно відповідає рис. 8.16, а, тільки тепер приймаємо спрощену структуру магнітного поля, яка зображена кількома силовими лініями.

Контур інтегрування l в (8.4) необхідно брати таким, щоб він збігався із середньою силовою лінією, яка, у свою чергу, на рис. 8.23, б збігається із середньою лінією осердя l . Тоді вектор напруженості магнітного поля \vec{H} на всій довжині лінії l паралельний її елементам $d\vec{l}$. З урахуванням цього замість (8.4) одразу можна використовувати (8.7).

Магнітне коло по довжині контура l поділяємо на однорідні ділянки, кількість яких позначимо n . Ознаки, за якими ділянку можна вважати однорідною, подано при викладанні закону Ома.

На рис. 8.23, а показано розбиття середньої силової лінії на шість однорідних ділянок: ab , bc , cd , de , ef і fa з відповідними довжинами l_1 , l_2 , l_3 , l_4 , l_5 і l_6 .

Через те, що по довжині

контур інтегрування $l = \sum_{k=1}^n l_k$

є розбитим тепер на відрізки, то й інтеграл в (8.7) поділяється на суму відповідних інтегралів:

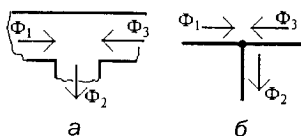


Рис. 8.22. Розгалуження магнітного кола та його схема заміщення

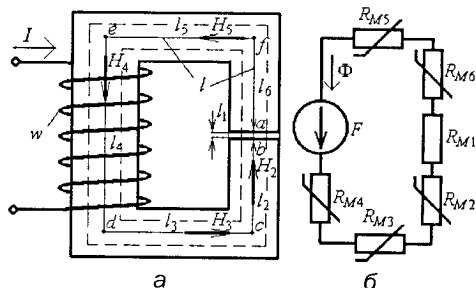


Рис. 8.23. Неоднорідне магнітне коло та його схема заміщення

$$\oint_l H dl = \sum_{k=1}^n \int_{l_k} H_k dl = \sum_{k=1}^n H_k l_k, \quad (8.28)$$

де враховано, що в межах довжини l_k k -тої однорідної ділянки $H_k = \text{const}$.

Сума струмів $\sum I$ у виразі закону повного струму (8.4) для рис. 8.23, а дорівнює МРС струмової котушки, тобто $\sum I = wI = F$, а в загальному випадку, коли контур зчеплений з m котушками — алгебраїчній сумі їхніх МРС. Коли напрямки струму котушки і напрямки обходу контура узгоджені з правилом буравчика (див. рис. 8.3), то МРС позитивна, якщо ні — негативна. Приклад контура з двома МРС є на рис. 8.17, б.

У результаті формулюємо **другий закон Кірхгофа для магнітного кола**: алгебраїчна сума спадів магнітних напруг на ділянках замкненого контура в магнітному колі дорівнює алгебраїчній сумі МРС котушок, зчеплених із цим контуром, тобто:

$$\sum_{k=1}^n H_k l_k = \sum_{k=1}^m F_k. \quad (8.29)$$

У (8.29) магнітна напруга на k -тій однорідній ділянці $U_{Mk} = H_k l_k = R_{Mk} \Phi$, що відповідає закону Ома (8.24).

Тепер нерозгалужене магнітне коло на рис. 8.23, а може бути зображено магнітною схемою заміщення на рис. 8.23, б — сукупністю послідовно з'єднаних магнітних опорів його ділянок, магнітний потік Φ у якому спричиняється МРС котушки F .

8.8. Задачі розрахунку магнітних кіл постійного магнітного потоку

При розрахунку магнітних кіл геометричні розміри осердь, кількість витків котушки w , крива намагнічування $B(H)$ сталі осердя повинні бути задані. Залежно від подальшої постановки задачі розрізняють два її типи.

1. У **прямій задачі** задається будь-яка магнітна величина — індукція B або потік Φ , а треба знайти струм I котушки.

За приклад візьмемо магнітне коло на рис. 8.24. Припустимо, що задано магнітну індукцію в проміжку B_δ , і подамо в загальному вигляді алгоритм розв'язання прямої задачі, за допомогою якого знаходиться струм котушки I .

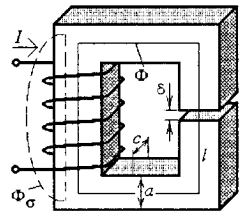


Рис. 8.24.
Неоднорідне
магнітне коло

Розпочинаючи розв'язання задачі, спочатку на кожній ділянці магнітного кола належить обчислити площу його поперечного перерізу S_k (k — номер ділянки). Якщо ділянка магнітного кола — масивне осердя, то тут просто береться габаритна площа поперечного перерізу $S_k = ac$. Якщо ділянка знаходиться на шихтованій частині магнітопроводу, враховується безпосередньо сумарна площа перерізу сталевих листів $S_k = k_3 ac$, де k_3 — коефіцієнт заповнення осердя сталлю (при товщині листів $\Delta = 0,2 \dots 0,5$ мм k_3 може знаходитися в межах $0,93 \dots 0,96$). Для проміжків у магнітопроводі площа поперечного перерізу S_k береться приблизно рівною габаритній площі прилягаючого торця феромагнітного осердя.

У даному магнітному колі припускається структура магнітного поля, показана на рис. 8.24. Через проміжок і по іншій частині магнітопроводу проходить основний магнітний потік $\Phi = B_\delta S_\delta$, де S_δ — площа перерізу в проміжку, яка пронизується потоком.

На тій ділянці, де розташована котушка, до основного потоку додається відносно невеликий потік розсіяння Φ_σ , і тут повний магнітний потік:

$$\Phi_{\text{повн}} = \Phi + \Phi_\sigma = \sigma \Phi, \quad (8.30)$$

де σ — коефіцієнт розсіяння, який визначається з урахуванням досвіду детального розрахунку магнітних полів і може знаходитися в межах $1 \dots 1,5$.

По середній лінії магнітопровід (враховуючи осердя і проміжки) розбивається на однорідні ділянки з довжинами l_k (k — номер ділянки). На кожній ділянці розраховується магнітна індукція

$B_k = \frac{\Phi_k}{S_k}$. Напруженість магнітного поля: у проміжку відповідно до (8.1) $H_k = \frac{B_k}{\mu_0}$; для феромагнітних ділянок визначається за кривими намагнічування відповідних матеріалів (див. рис. 8.15), тобто $H_k = H(B_k)$.

На підставі другого закону Кірхгофа для магнітного кола (8.29) визначаються необхідна МРС котушки і з (8.5) — струм котушки:

$$F = \sum_{k=1}^n H_k l_k, \quad I = \frac{F}{w}, \quad (8.31)$$

де n — кількість раніше виділених однорідних ділянок.

2. У зворотній задачі задається струм котушки I_0 , а треба знайти магнітні величини: індукції і потоки.

Така задача вирішується графоаналітичним методом за допомогою побудови магнітної характеристики — залежності $\Phi(I)$ або $B_\delta(I)$. Конкретно, задається ряд значень індукції у проміжку $B_{\delta 1}, B_{\delta 2}, B_{\delta 3}, \dots$ і за допомогою розв'язання прямої задачі (багато разів) визначаються відповідні струми I_1, I_2, I_3, \dots . За цими даними будується магнітна характеристика (рис. 8.25) і при заданому струмі I_0 знаходяться відповідні значення індукції $B_{\delta 0}$ і магнітного потоку $\Phi = B_{\delta 0} S_\delta$.

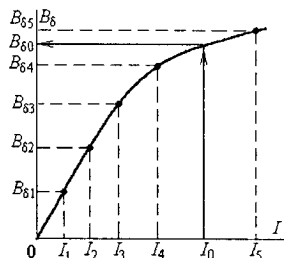


Рис. 8.25. Магнітна характеристика магнітного кола

Приклад 8.2. Пряма задача для неоднорідного магнітного кола.

На рис. 8.26 зображено (двома проекціями) магнітне коло, утворене прямокутним і напівкільцевим осерддями, поділеними проміжком δ . Обмотка збудження намотана на другому з них, кількість її витків $w = 1000$. Розміри: $\delta = 2$ мм; $r_1 = 60$ мм; $r_2 = 100$ мм; $h = 100$ мм; $a = 40$ мм; $b = 46$ мм; $c = 30$ мм.

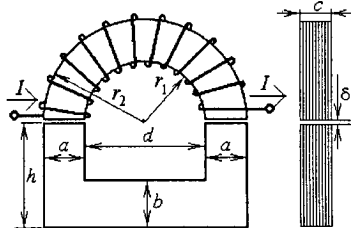


Рис. 8.26. Неоднорідне магнітне коло для прикладу 8.2

Осердя виконано із листової сталі марки 1211 і має коефіцієнт заповнення $k_3 = 0,95$. Визначити постійний струм котушки, необхідний для збудження в проміжках магнітного поля з індукцією $B_\delta = 1,5$ Тл. Коефіцієнт розсіяння магнітного потоку котушки $\sigma = 1,1$.

Розв'язання. По контуру середньої силової лінії магнітопроводу поділимо на однорідні ділянки (рис. 8.27).

Ділянка 1 об'єднує обидва проміжки, відділена від усього магнітопроводу за ознакою різних магнітних властивостей і має загальну довжину:

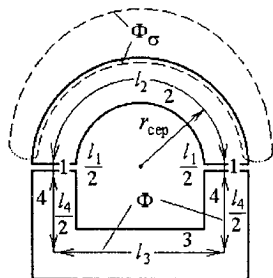


Рис. 8.27. Розрахункова модель неоднорідного магнітного кола на рис. 8.26

$$l_1 = 2\delta = 4 \cdot 10^{-3} \text{ м.}$$

Ділянка 2 відрізняється від інших магнітним потоком, тому що всередині обмотки повний потік $\Phi_{\text{повн}} = \Phi + \Phi_{\sigma}$, де Φ – основний потік, що замикається по всьому магнітопроводу; Φ_{σ} – магнітний потік розсіяння. Довжина цієї ділянки по середній лінії:

$$l_2 = \pi \cdot r_{\text{сер}} = \pi \cdot (r_1 + r_2) / 2 = 0,251 \text{ м.}$$

Решта магнітопроводу поділена на ділянки 3 і 4 через різні розміри їхніх поперечних перерізів. Довжини ділянок:

$$\text{третьої: } l_3 = 2 \cdot r_{\text{сер}} = 2(r_1 + r_2) / 2 = 0,16 \text{ м;}$$

четвертої (об'єднує дві ділянки однакового поперечного перерізу):

$$l_4 = 2 \cdot (h - b / 2) = 0,154 \text{ м.}$$

Площу поперечного перерізу проміжку приймаємо по площі прилеглих торців осердя:

$$S_1 = ac = 12 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2.$$

У решти ділянок площі перерізів беруться безпосередньо по сталевих листах:

$$S_2 = c \cdot (r_2 - r_1) \cdot k_3 = 11,4 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2;$$

$$S_3 = b \cdot c \cdot k_3 = 13,1 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2;$$

$$S_4 = a \cdot c \cdot k_3 = 11,4 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2.$$

Магнітний потік у проміжку – основний потік:

$$\Phi = B_{\delta} S_1 = 1,5 \cdot 12 \cdot 10^{-4} = 18 \cdot 10^{-4} \text{ Вб.}$$

Магнітні потоки в межах окремих однорідних ділянок:

$$\Phi_1 = \Phi_3 = \Phi_4 = \Phi = 18 \cdot 10^{-4} \text{ Вб; } \Phi_2 = \sigma \Phi = 1,1 \cdot 18 \cdot 10^{-4} = 19,8 \cdot 10^{-4} \text{ Вб.}$$

Магнітна індукція на ділянках:

$$B_1 = B_{\delta} = 1,5 \text{ Тл;}$$

$$B_2 = \Phi_2 / S_2 = 1,74 \text{ Тл;}$$

$$B_3 = \Phi_3 / S_3 = 1,37 \text{ Тл;}$$

$$B_4 = \Phi_4 / S_4 = 1,58 \text{ Тл.}$$

Напруженість магнітного поля на феромагнітних ділянках визначаємо по кривій намагнічування для сталі марки 1211 на рис. 8.15 як функцію $H_k = H(B_k)$: $H_2 = H(1,74) = 9250 \text{ А/м;}$
 $H_3 = H(1,37) = 950 \text{ А/м; } H_4 = H(1,58) = 3500 \text{ А/м.}$

У проміжку магнітні властивості є лінійними і із формули (8.1) при $\mu_r = 1$:

$$H_1 = B_1 / \mu_0 = 1,5 / (4\pi \cdot 10^{-7}) = 1,194 \cdot 10^6 \text{ А/м.}$$

На основі другого закону Кірхгофа для магнітного кола за (8.29) отримуємо магніторухійну силу обмотки:

$$F = H_1 l_1 + H_2 l_2 + H_3 l_3 + H_4 l_4 = 1,194 \cdot 10^6 \cdot 4 \cdot 10^{-3} + 9250 \cdot 0,251 +$$

$$+ 950 \cdot 0,16 + 3500 \cdot 0,154 = 4776 + 2322 + 152 + 539 = 7789 \text{ А.}$$

$$\text{Струм обмотки } I = F / w = 7789 / 1000 \approx 7,8 \text{ А.}$$

8.9. Аналіз стану магнітного кола з постійним магнітом

В магнітопроводі з осердям з магнітом'якого матеріалу і без струмових котушок магнітного поля практично немає (якщо знехтувати слабким гістерезисом). В магнітних колах з постійними магнітами поле є через сильний гістерезис і у відсутності котушок, якщо магніти раніше були намагнічені дією МРС тимчасово накладеної обмотки.

Розглянемо приклад магнітного кола з постійним магнітом (рис. 8.28, а): тут є немагнітний проміжок завдовжки l_δ , дві ділянки з магнітом'якого матеріалу (їх для спрощення будемо вважати однаковими) завдовжки l_F , ділянка з магнітотвердого матеріалу довжиною l_M — постійний магніт $N-S$. На усіх ділянках позначені магнітні індукції B та напруженості H . У постійному магніті індукція B_M і напруженість H_M спрямовані зустрічно, тому що стан його матеріалу характеризується ділянкою розмагнічування (рис. 8.13 і рис. 8.14) на петлі гістерезису. Постійний магніт створює магнітну напругу та магнітний потік, які можна виразити через H_M і B_M :

$$U_{MM} = H_M l_M; \quad \Phi = B_M S_M, \quad (8.32)$$

де S_M — площа поперечного перерізу постійного магніту.

Якщо за (8.32) на осях залежності $B(H)$ (рис. 8.13 або рис. 8.14) перерахувати масштаби, то замість неї отримуємо вебер-амперну характеристику магніту $\Phi(U_{MM})$, яка наведена на рис. 8.28, б ланкою розмагнічування.

Знехтуємо магнітним розсіюванням, і тоді у решті магнітного кола проходить той самий потік Φ , що і в магніті. Тож знайдемо

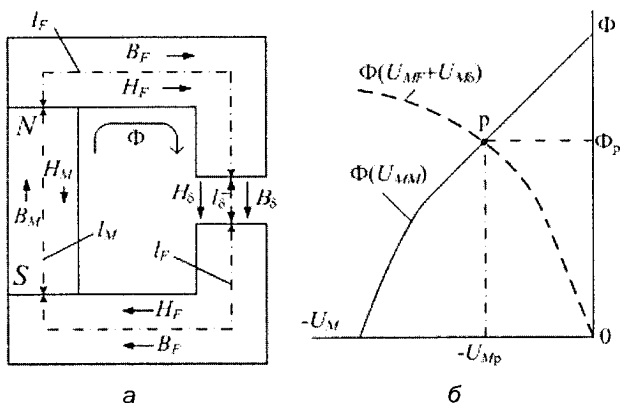


Рис. 8.28. Магнітне коло з постійним магнітом і відповідні вебер-амперні характеристики

індукції і напруженості магнітного поля та магнітні напруги в осерді і немагнітному проміжку:

$$B_F = \frac{\Phi}{S_F}; H_F = H(B_F); U_{MF} = 2H_F l_F; B_\delta = \frac{\Phi}{S_\delta}; H_\delta = \frac{B_\delta}{\mu_0}; U_{M\delta} = H_\delta l_\delta, \quad (8.33)$$

де S_F , S_δ — площі перерізу відповідних ділянок; $H(B_F)$ — означає використання кривої намагнічування (типу рис. 8.15) магнітом'якого матеріалу.

Якщо задати низку значень Φ і щоразу виконувати розрахунки за формулами (8.33), то отримуємо вебер-амперну характеристику $\Phi(U_{MF} + U_{M\delta})$, яка теж подана на рис. 8.28, б.

Відповідно до другого закону Кірхгофа для магнітних кіл (8.29) можна і для кола на рис. 8.28, а записати, враховуючи, що котушок зі струмами немає, у двох формах на підставі (8.33):

$$-H_M l_M + 2H_F l_F + H_\delta l_\delta = 0; \quad -U_{MM} + U_{MF} + U_{M\delta} = 0. \quad (8.34)$$

Звідси маємо баланс магнітних напруг:

$$U_{MM} = U_{MF} + U_{M\delta}. \quad (8.35)$$

З огляду на зазначене, а також на те, що магнітний потік скрізь однаковий, можна стверджувати, що стан магнітного кола на рис. 8.28, а відповідає точці перетину кривих $\Phi(U_{MM})$ і $\Phi(U_{MF} + U_{M\delta})$ на рис. 8.28, б. Таким чином, точка «р» дає основу для розв'язання задач розрахунку магнітних кіл з постійними магнітами — значення магнітного потоку Φ_p і магнітних напруг: $U_{MM} = U_{Mp}$; $U_{MF} + U_{M\delta} = U_{Mp}$. Решту магнітних величин можна знайти за формулами (8.32), (8.33).

8.10. Фізичні процеси в котушці зі сталевим осердям при постійному магнітному потоці

Розглянемо найпростіше магнітне коло (рис. 8.29, а) — однорідне феромагнітне осердя з котушкою, яке має w витків і опір провідника R .

Якщо на котушку подається постійна напруга U , то у ній виникає постійний струм $I = U/R$ і під дією її МРС $F = wI$ виникає і замикається по осердю постійний магнітний потік Φ (потік розсіювання Φ_σ тут можна знехтувати).

У цьому разі наявність магнітного потоку в осерді не відбивається на електромагнітних параметрах котушки:

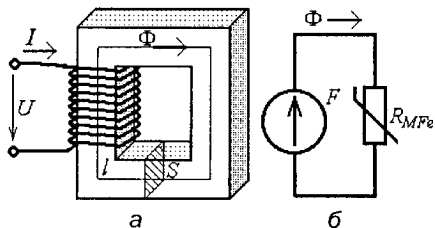
напруга живлення зрівноважується спадом напруги в проводі котушки:

$$U = RI \quad (8.36)$$

і це називається *рівнянням електричної рівноваги напруг*; потужність $P = UI$, що споживається із мережі, витрачається тільки на *електричні втрати потужності* в проводі котушки

$$P_E = RI^2, \quad (8.37)$$

які виділяються у вигляді тепла, нагрівають котушку і розсіюються в навколишньому середовищі.



Однорідне магнітне коло (рис. 8.29, а) може бути зображено магнітною схемою заміщення (рис. 8.29, б) з магнітним опором осердя за (8.23):

$$R_{MFe} = \frac{l}{\mu_{Fe} S}; \quad (8.38)$$

Рис. 8.29. Однорідне магнітне коло постійного магнітного потоку

де l, S — довжина середньої лінії осердя і площа його поперечного

перерізу; μ_{Fe} — абсолютна магнітна проникність осердя.

Відомо, що феромагнітне осердя характеризується основною кривою намагнічування $B(H)$ (див. рис. 8.15), що має типовий вигляд (рис. 8.30, а). Тоді абсолютна магнітна проникність матеріалу осердя $\mu_{Fe} = \frac{B}{H}$ також має типову залежність $\mu_{Fe}(H)$, яка показана на тому ж рис. 8.30, а.

Зі зростанням магнітного поля величина μ_{Fe} зменшується, тому магнітний опір феромагнітного осердя збільшується.

За схемою заміщення магнітного кола (рис. 8.29, б) на підставі закону Ома (8.25) магнітний потік $\Phi = \frac{F}{R_{MFe}}$. Якщо змінювати значення МРС, то отримуємо

магнітну характеристику осердя — залежність $\Phi(F)$, яка показана на рис. 8.30, б — крива 1. Очевидно, що зі зростанням МРС темп зростання потоку все сповільнюється, зважаючи на зростання магнітного опору осердя. Однак розрахункова крива 1

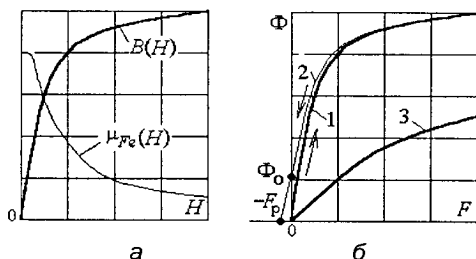


Рис. 8.30. Магнітні характеристики магнітного кола на рис.8.29

на практиці відповідає тільки первісному намагнічуванню осердя при першому змінюванні МРС від нуля до величини F . Якщо потім МРС почати зменшувати до нуля, то отримаємо криву 2, яка відрізняється від 1 через явище магнітного гістерезису. При $F = 0$ в осерді є залишковий магнітний потік Φ_0 — осердя намагнітилось (це відповідає залишковій індукції B_r на рис. 8.13). При новому підвищенні МРС котушки магнітна характеристика вже буде відрізнятись від кривої 1.

Щоб розмагнітити осердя до $\Phi = 0$, належить змінити напрямок струму в котушці і створити розмагнічуючу МРС ($-F_p$) (рис. 8.30, б) (це відповідає коерцитивній силі H_c на рис. 8.13).

Форма магнітної характеристики $\Phi(F)$ (крива 1 на рис. 8.30, б) замкненого осердя фактично подібна до форми кривої намагнічування (крива $B(H)$ на рис. 8.30, а). Це засновано на прямих пропорціях відповідних величин: $\Phi = BS$; $F = Iw = Hl$.

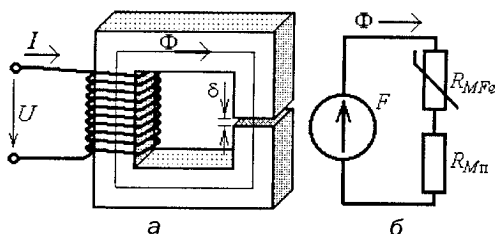


Рис. 8.31. Неоднорідне магнітне коло постійного магнітного потоку

Тепер зробимо в осерді проріз і отримуємо магнітне коло з проміжком, показане на рис. 8.31. Тут у магнітній схемі заміщення з'явився магнітний опір повітряного проміжку:

$$R_{Mп} = \frac{\delta}{\mu_0 S}, \quad (8.39)$$

який на ділянці δ на 2...4 порядки більше, ніж раніше (див. рис. 8.29, а), тому що магнітна проникність повітря μ_0 відповідно менше, ніж магнітна проникність феромагнітного осердя μ_{Fe} . Тепер магнітний потік за законом Ома (8.25) і магнітною схемою заміщення (рис. 8.31, б):

$$\Phi = \frac{F}{R_{MFe} + R_{Mп}} = \frac{F}{\frac{l - \delta}{\mu_{Fe} S} + \frac{\delta}{\mu_0 S}}. \quad (8.40)$$

Змінюючи МРС, отримаємо магнітну характеристику, яка на рис. 8.30, б подана кривою 3 порівняно з попередньою кривою 1. За наявності проміжку магнітна характеристика знаходиться значно нижче, адже при одних і тих же значеннях МРС F магнітний потік зменшиться через великий магнітний опір $R_{Mп}$, що виникає при цьому. Нелінійність кривої 3 обумовлена відповідним впливом магнітного опору осердя.

Основні співвідношення і характерні залежності, показані на прикладі досить простих магнітних кіл (рис. 8.29 і рис. 8.31), якісно зберігаються і в складніших магнітних колах реальних електротехнічних пристроїв, в яких використовують постійні магнітні поля.

8.11. Фізичні процеси в котушці зі сталевим осердям при змінному магнітному потоці

Розглянемо просте магнітне коло (рис. 8.32) — шихтоване феромагнітне осердя з котушкою, що має w витків і активний опір провідника R .

Якщо на котушку подається змінна напруга u , то в ній виникає змінний струм i , і під дією її МРС $F = wi$ виникає змінне магнітне поле. Це поле умовно поділяємо на дві частини: *основний магнітний потік* Φ , що замикається по осердю, і *магнітний потік розсіювання* Φ_σ , який замикається в прилеглому просторі. Через те, що силові лінії останнього значний шлях проходять по немагнітному простору, магнітний опір якого більший, ніж у феромагнітного осердя, то зазвичай $\Phi \gg \Phi_\sigma$ (на 2–3 порядки більше).

Процес розвивається так само, як і при вмиканні котушки на постійну напругу (див. підрозділ 8.10). Але тепер магнітні потоки є змінними і це значною мірою змінює ситуацію.

Відповідно до закону електромагнітної індукції (8.16) змінні потоки індукують у котушці ЕРС.

На рис. 8.32 всі витки пронизуються однаковими потоками, тому відповідні магнітні потокозчеплення котушки $\psi = w\Phi$, $\psi_\sigma = w\Phi_\sigma$.

Ми умовно поділили магнітний потік на дві частини, тому і ЕРС визначаються від основного потоку і від потоку розсіювання окремо, а саме:

$$e = -\frac{d\psi}{dt} = -w\frac{d\Phi}{dt}; \quad e_\sigma = -\frac{d\psi_\sigma}{dt} = -w\frac{d\Phi_\sigma}{dt} \quad (8.41)$$

(прийняті напрямки цих ЕРС у котушці показані на рис. 8.32).

Відповідно до другого закону Кірхгофа для електричного кола, обходячи контур котушки за напрямком струму, записується $Ri - u = e + e_\sigma$. Після перестановок отримуємо *рівняння електричної рівноваги* миттєвих значень напруг:

$$u = -e - e_\sigma + Ri \quad (8.42)$$

Виявимо ролі величин у правій частині цього рівняння. $\Phi_{\sigma} \ll \Phi$, тому, відповідно $e_{\sigma} \ll e$. Величина *спаду напруги* Ri на *активно-му опорі проводу котушки* може бути дуже різною залежно від вибору опору R . Проте на практиці у пристроях забезпечують такий опір R , щоб звести до доцільного мінімуму величину Ri . Тому практично завжди можна вважати, що $Ri \ll e$.

Для числової оцінки співвідношення величин у рівнянні (8.32) відзначимо, що якщо прийняти u за 100 %, то на частку e припадає більше 95 %, а на e_{σ} і Ri в сумі — менше 5 % (знаки величин в рівнянні поки ще досить умовні і залежать від вибору умовних позитивних напрямків на рис. 8.32, а як реально додаються величини, залежатиме від їхніх фазових співвідношень). З урахуванням поданих оціночних співвідношень величин іноді при приблизному аналізі процесів приймають:

$$u \approx -e. \quad (8.43)$$

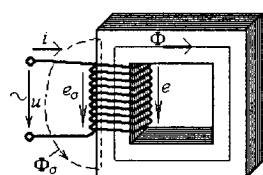


Рис. 8.32. Магнітне кблo змінного магнітного потоку

Поряд з електромагнітними процесами в котушці зі сталевим осердям (див. рис. 8.32) відбуваються й енергетичні процеси. Охарактеризуємо їх поки тільки миттєвими потужностями, а в подальшому зробимо докладніше подання.

Потужність $p = ui$, яка поступає з мережі, витрачається на електричні втрати потужності в проводі котушки $p_e = Ri^2$, а також на магнітні втрати потужності у сталевому осерді p_m .

Магнітні втрати при постійному магнітному потоці не виникають, тому що вони спричиняються саме змінним магнітним полем. За своєю природою вони пов'язані з такими фізичними явищами, як гістерезис і вихрові струми в осерді: $p_m = p_{гс} + p_{вх}$. У підсумку вони приводять до перетворення енергії магнітного поля на теплову, яка виділяється в осерді і нагріває його.

8.12. Співвідношення величин у котушці зі сталевим осердям при змінному магнітному потоці

Хай котушка на осерді (див. рис. 8.32) живиться синусоїдною напругою:

$$u = U_m \sin \omega t, \quad (8.44)$$

де U_m — амплітуда напруги; $\omega = 2\pi f$ — кутова частота; f — частота; t — час.

Виходячи із заданої напруги, визначимо решту величин, що характеризують процеси в котушці зі сталевим осердям.

8.12.1. Основний магнітний потік

З урахуванням приблизного співвідношення (8.43) $u \approx -e$ і виразу основної ЕРС (8.41) $e = -w \frac{d\Phi}{dt}$, маємо $u \approx w \frac{d\Phi}{dt}$. Звідси диференціал $d\Phi = \frac{1}{w} u dt$ і безпосередньо основний магнітний потік:

$$\Phi \approx \int \frac{1}{w} u dt \approx \frac{1}{w} \int U_m \sin \omega t dt \approx -\frac{1}{w} U_m \cos \omega t \frac{1}{\omega} \approx \frac{U_m}{\omega w} \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}). \quad (8.45)$$

Очевидно, що магнітний потік змінюється за синусоїдним законом із тією ж частотою, що й напруга. Його амплітуда $\Phi_m \approx \frac{U_m}{\omega w}$, а з урахуванням $w = 2\pi f$ і $U_m = \sqrt{2}U$, маємо $\Phi_m \approx \frac{\sqrt{2}}{w 2\pi f} U$, де U — діюче значення напруги.

Підсумковий вираз амплітуди основного магнітного потоку:

$$\Phi_m \approx \frac{U}{4,44 w f}, \quad (8.46)$$

а його функція часу (8.45) для подальшого використання приймається з нульовою початковою фазою:

$$\Phi = \Phi_m \sin \omega t. \quad (8.47)$$

8.12.2. ЕРС від основного магнітного потоку

Тепер виходимо вже із певної функції магнітного потоку (8.47) і відомого виразу миттєвого значення шуканої ЕРС (8.41):

$$e = -w \frac{d\Phi}{dt} = -w \Phi_m \cos \omega t \cdot \omega, \text{ або після заміни } \cos \omega t:$$

$$e = \omega w \Phi_m \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}). \quad (8.48)$$

Очевидно, що ЕРС відстає за фазою від магнітного потоку на чверть періоду або $\frac{\pi}{2}$. Її амплітуда $E_m = \omega w \Phi_m$, а діюче значення:

$$E = \frac{E_m}{\sqrt{2}} = \frac{\omega w \Phi_m}{\sqrt{2}} = \frac{2\pi f w \Phi_m}{\sqrt{2}}. \quad (8.49)$$

Остаточний вираз діючого значення ЕРС від основного потоку:

$$E = 4,44 f w \Phi_m. \quad (8.50)$$

Ця ЕРС ще називається *трансформаторною ЕРС* і відіграє суттєву роль у теорії трансформаторів, електричних машин змінного струму, а також використовується для розрахунків інших пристроїв зі змінним магнітним потоком.

8.12.3. Струм котушки

Струм котушки на підставі (8.42) $i = \frac{u + e + e_{\sigma}}{R}$, однак цей вираз не дає досить інформації, бо нам не відомі фазові співвідношення напруги і ЕРС, більш того, визначення ЕРС e_{σ} можливе після визначення самого струму. Тому тут знову як вихідний вираз використовуємо основний магнітний потік (8.47).

Встановимо взаємний зв'язок струму і потоку на основі використання залежності $B(H)$, яка, як вже відомо, подається петлями гістерезису (див. рис. 8.12), а в нашому випадку обмежимося однією петлею.

Форма залежності $\Phi(i)$ замкненого однорідного осердя фактично подібна формі залежності $B(H)$, що засновано на прямих пропорціях відповідних величин згідно з (8.3) і (8.15): $\Phi = BS$; $i\omega = Hl$. Тому, маючи петлю гістерезису для $B(H)$, шляхом перерахунку масштабів на осях за формулами $\Phi = BS$ та $i = \frac{Hl}{\omega}$, отримуємо графічну залежність $\Phi(i)$ також у вигляді петлі гістерезису, показаної на рис. 8.33, а.

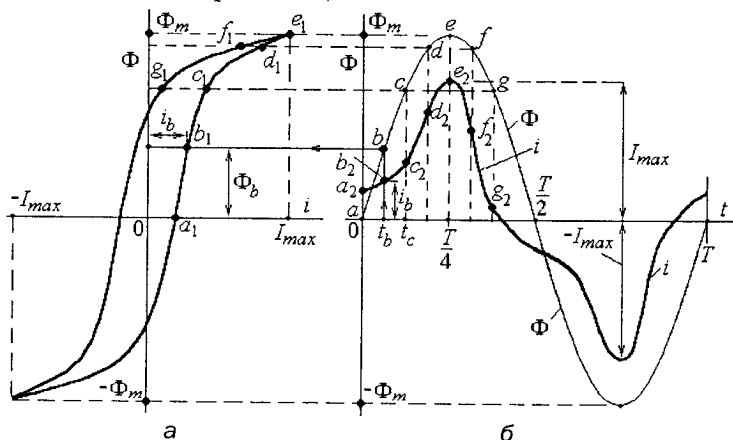


Рис. 8.33. Процес побудови залежності $i(t)$ для котушки зі сталевим осердям

Тут же, на рис. 8.33, б побудовано графік — задана синусоїд-на функція (8.47) (тут T — період). Графіки $\Phi(i)$ і $\Phi(t)$ взаємно узгоджені: потік Φ на них змінюється в межах одних і тих же амплітуд — від Φ_m до $-\Phi_m$.

Маючи залежності $i(\Phi)$ і $\Phi(t)$, графічною побудовою отримаємо функцію $i(t)$, як складнопідпорядковану $i[\Phi(t)]$. Прослідкуємо це на рис. 8.33.

На осі часу (рис. 8.33, б) візьмемо його довільний момент t_b і знайдемо відповідну точку b на кривій $\Phi(t)$. При визначеному значенні магнітного потоку Φ_b знаходимо точку b_1 на кривій $\Phi(i)$ (рис. 8.33, а). Відповідне цій точці значення струму i_b відкладемо на рис. 8.33, б для вихідного моменту часу t_b й отримаємо точку b_2 для кривої $i(t)$, яку ми шукали. Таким же чином для множини точок a, c, d, e, f, g на кривій $\Phi(t)$ знайдемо точки $a_1, c_1, d_1, e_1, f_1, g_1$ на кривій $\Phi(i)$, а потім отримаємо відповідні точки $a_2, c_2, d_2, e_2, f_2, g_2$ для кривої $i(t)$. Продовжуючи так, належить пройти весь період T змінювання всіх функцій і за знайденою множиною точок можна вже побудувати залежність $i(t)$, зображену на рис. 8.33, б.

Очевидно, що функція струму $i(t)$ є періодичною функцією з тим же періодом T , коливається в межах між максимальними значеннями від I_{max} до $-I_{max}$, але не є синусоїдою. Ця несинусоїдність викликана характерним нелінійним виглядом функції $\Phi(i)$ (рис. 8.33, а). Така ситуація суттєво ускладнює подальший аналіз процесів у котушці зі сталевим осердям. Тому для спрощення реальну криву струму $i_p(t)$ замінюють еквівалентною синусоїдою $i_{ек}(t)$, як показано на рис. 8.34.

Умовою заміни є рівність діючих значень реального і еквівалентного струмів, які в подальшому будемо позначати звичайним чином через I , і це природно, тому що при вимірюваннях амперметри все одно показують

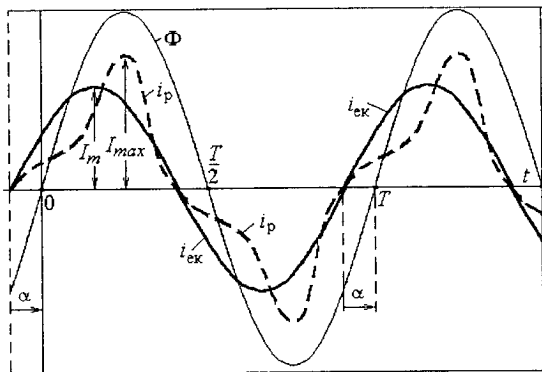


Рис. 8.34. Подання часової функції струму котушки зі сталевим осердям еквівалентною синусоїдою

тільки діюче значення. За суттю це середньоквадратичне значення

$$\text{реального струму (1.53): } I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_p^2 dt}.$$

Тоді амплітуда еквівалентного синусоїдного струму $I_m = \sqrt{2}I$. Ця еквівалентна синусоїда, як і реальна функція струму, випереджає за фазою синусоїду магнітного потоку на кут α , що впливає із рис. 8.34. Очевидно, що цей фазовий зсув викликаний тим, що петлі гістерезису $\Phi(i)$ на рис. 8.33, а, як і $B(H)$ на рис. 8.12, мають певну ширину. І чим ширше петлі по горизонтальній осі, тим більше кут α . Відомо, що в сталевому осерді при змінному магнітному потоці відбуваються магнітні втрати потужності і що вони пропорційні площі петлі гістерезису. Тому фазовий зсув α між струмом і магнітним потоком називають кутом магнітних втрат.

З урахуванням усього, еквівалентну синусоїду струму, що подана на рис. 8.34, можна розглядати як (опускаючи в подальшому при i_{ex} індекс «ек»):

$$i = I_m \sin(\omega t + \alpha). \quad (8.51)$$

8.12.4. ЕРС від магнітного потоку розсіювання

Магнітний потік розсіювання на рис. 8.32 проходить послідовно по частині феромагнітного осердя і по немагнітному простору. Тому для цього потоку умовно можна зобразити магнітну схему заміщення на рис. 8.35, а, де R_{MFe} , $R_{Mп}$ — магнітні опори (8.23) сталеві і повітряної ділянок, $F = \omega i$ — МРС котушки.

Магнітний потік розсіювання на підставі закону Ома (8.25)

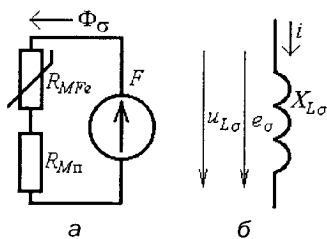


Рис. 8.35. Магнітна схема заміщення шляху потоку розсіювання і еквівалентне подання його дії у електричних схемах заміщення

$$\Phi_\sigma = \frac{F}{R_{MFe} + R_{Mп}} \approx \frac{\omega i}{R_{Mп}}, \text{ де зневажили величиною } R_{MFe}, \text{ тому що } R_{MFe} \ll R_{Mп}.$$

Відповідно до закону електромагнітної індукції змінним потоком розсіювання в котушці збуджується ЕРС (8.41):

$$e_\sigma = -w \frac{d\Phi_\sigma}{dt} = -\frac{w^2}{R_{Mп}} \frac{di}{dt} = -L_\sigma \frac{di}{dt}, \quad (8.52)$$

де введена величина L_σ — індуктивність котушки, породжена магнітним потоком розсіювання і яку можна вважати практично постійною величиною.

З урахуванням синусоїдного характеру струму (8.51), прийнявши його початкову фазу рівною нулю і продовжуючи перетворення (8.52), отримуємо:

$$e_{\sigma} = -L_{\sigma} \frac{d(I_m \sin \omega t)}{dt} = -\omega L_{\sigma} I_m \cos \omega t = \omega L_{\sigma} I_m \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}).$$

У цій формулі відоме сполучення $X_{L\sigma} = \omega L_{\sigma}$ називається індуктивним опором котушки, який спричинюється потоком розсіювання. Тоді діюче значення ЕРС $E_{\sigma} = \frac{X_{L\sigma} I_m}{\sqrt{2}}$ або $E_{\sigma} = X_{L\sigma} I$. А за фазою ЕРС, що розглядається, відстає від струму на чверть періоду, тобто на $\frac{\pi}{2}$.

При аналізі процесів у котушці з осердям ЕРС від потоку розсіювання замінюють спадом напруги на індуктивному опорі $X_{L\sigma}$, як це показано на рис. 8.35, б. При вказаних напрямках величин спад напруги $u_{L\sigma} = -e_{\sigma} = \omega L_{\sigma} I_m \sin(\omega t + \frac{\pi}{2})$. Тоді ця напруга випереджає за фазою струм на чверть періоду, а її діюче і комплексне значення:

$$U_{L\sigma} = X_{L\sigma} I; \quad \underline{U}_{L\sigma} = jX_{L\sigma} \underline{I}, \quad (8.53)$$

тобто все так, як і було вже встановлено в електричних колах синусоїдного струму для ідеального індуктивного елемента: формули (3.21)–(3.24), (3.72).

8.12.5. Рівняння рівноваги напруг і векторна діаграма котушки зі сталевим осердям, що включена на синусоїдну напругу

Рівняння рівноваги напруг (8.42) вже було подано для миттєвих значень величин у такій формі $u = -e - e_{\sigma} + Ri$.

Тепер можна вважати, що всі ці ЕРС і напруги змінюються за синусоїдним законом (хоча для струму, а, отже, для Ri і e_{σ} це є припущенням). Тому всі синусоїдні електричні величини можна подати у векторній формі й отримати відповідне рівняння рівноваги напруг:

$$\underline{U} = -\underline{E} - \underline{E}_{\sigma} + R\underline{I}. \quad (8.54)$$

З урахуванням заміни ЕРС від потоку розсіювання на спад напруги на відповідному індуктивному елементі (див. рис. 8.35, б), тобто $\underline{U}_{L\sigma} = -\underline{E}_{\sigma}$, рівняння (8.54) приймає вигляд:

$$\underline{U} = -\underline{E} + \underline{U}_{L\sigma} + R\underline{I} = -\underline{E} + jX_{L\sigma} \underline{I} + R\underline{I}. \quad (8.55)$$

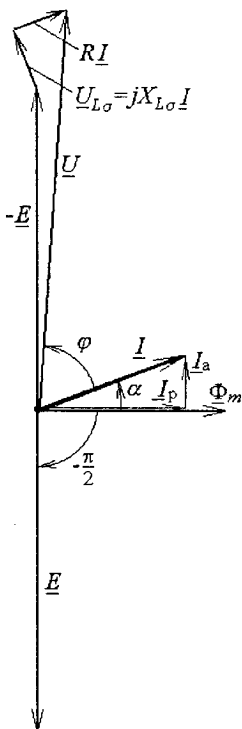


Рис. 8.36. Векторна діаграма

Співвідношення величин, що входять у рівняння (8.55), проілюструємо за допомогою векторної діаграми, зображеної на рис. 8.36.

При побудові діаграми використаємо вже отримані фазові співвідношення величин і дотримаємося такого порядку.

Першим проводиться в довільному напрямку вектор амплітуди магнітного потоку $\underline{\Phi}_m$. Вектор струму \underline{I} випереджає за фазою $\underline{\Phi}_m$ на кут магнітних втрат α (див. рис. 8.34),

а вектор ЕДС \underline{E} — відстає на $\frac{\pi}{2}$ (8.48). Відпо-

відно вектор $-\underline{E}$ спрямований протилежно, а до нього додаються (відповідно до рівняння (8.55)) вектори $\underline{U}_{L\sigma}$ і $R\underline{I}$, причому перший орієнтований перпендикулярно \underline{I} , а другий — паралельно, що відповідає правилам побудови векторів напруги на ідеальних індуктивному і резистивному елементах.

Вектор струму відносно вектора $-\underline{E}$ розкладається на активну \underline{I}_a (паралельна $-\underline{E}$) і реактивну \underline{I}_p (перпендикулярна $-\underline{E}$) складові, тобто $\underline{I} = \underline{I}_a + \underline{I}_p$. Складова \underline{I}_p виявляється паралельною вектору $\underline{\Phi}_m$, тому її називають намагнічувальною складовою — вона

забезпечує збудження магнітного потоку. Складова \underline{I}_a працює на покриття магнітних втрат потужності в осерді.

8.13. Потужність і втрати потужності в котушці зі сталевим осердям при змінному магнітному потоці

Котушка споживає із мережі активну потужність:

$$P = UI \cos \varphi, \quad (8.56)$$

де φ — фазовий зсув між струмом і напругою, показаний на рис. 8.36.

Ця потужність витрачається на електричні і магнітні втрати:

$$P = P_E + P_M. \quad (8.57)$$

Електричні втрати потужності виділяються у вигляді тепла в проводі котушки:

$$P_E = RI^2, \quad (8.58)$$

де R — активний опір котушки; I — діюче значення змінного струму.

Магнітні втрати потужності обумовлюються змінним магнітним потоком безпосередньо у сталевому осерді і складаються із втрат на гістерезис і вихрові струми:

$$P_M = P_{ГС} + P_{ВХ}. \quad (8.59)$$

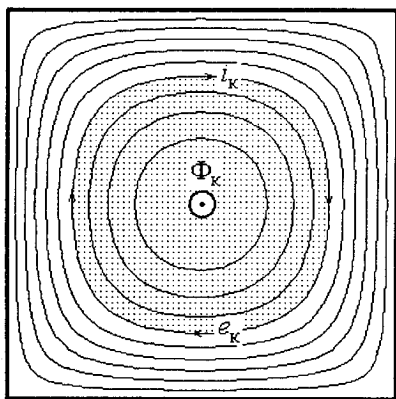
що уже згадувалось у підрозділі 8.11.

Природа втрат потужності на гістерезис уже пояснювалася в підрозділі 8.4, і вона пов'язана з процесом зміни намагніченості в доменній структурі феромагнітних матеріалів.

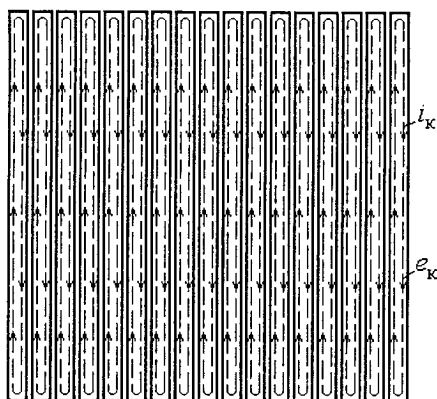
Щоб пояснити природу втрат потужності на вихрові струми, розглянемо поперечний переріз осердя (див. рис. 8.32) в будь-якій площині, перпендикулярній силовим лініям основного магнітного потоку. І якщо осердя суцільне, то маємо варіант перерізу на рис. 8.37, а.

У середині осердя виділімо умовний контур, що охоплює заштриховану площину з магнітним потоком Φ_K , який є частиною основного потоку Φ . Потік Φ_K безперервно змінюється за величиною та напрямком і, відповідно до закону електромагнітної індукції, індукує в контурі ЕРС

$$e_K = -\frac{d\Phi_K}{dt}. \quad (8.60)$$



а



б

Рис. 8.37. Вихрові ЕРС і струми у суцільному і шихтованому осерді

У метали під дією таких ЕРС створюються вихрові струми i_x . Таких контурів можна виділити множину і в підсумку в осерді безперервно циркулює показана на рис. 8.37, а структура змінних вихрових струмів. Метали, як відомо, мають електричний опір і під дією вихрових струмів в осерді виділяється Джоулеве тепло. В цілому цей процес характеризують втратами потужності на вихрові струми.

Якщо взяти осердя суцільним і потік змінювати, наприклад, із частотою 50 Гц, то осердя можна розігріти до дуже високої температури. Практично це використовується у високочастотних пристроях індукційного нагрівання різних металевих заготовок при їхній обробці.

Проте підвищені тепловиділення недопустимі в електротехнічних пристроях іншого призначення. Тому в пристроях змінного струму осердя виконують *шихтованими*, тобто набираними із тонких листів сталі, які ізольовані один від одного, наприклад, шарами лаку. Варіант перерізу такого осердя поданий на рис. 8.37, б. Тут на кожний лист припадає досить малий потік, відповідно малими є вихрові ЕРС і струми. Таким чином втрати потужності на вихрові струми зменшуємо до допустимого рівня. У реальних пристроях змінного струму товщина листів може бути 0,2...0,5 мм.

Точних формул для обчислення магнітних втрат немає, тому що надто багато факторів впливу (склад сталі осердя, Δ — товщина листів, B_m — амплітуда магнітної індукції, f — частота зміни магнітного поля та ін.). Для оцінки цих втрат використовують наближені формули, які складені на основі дослідних даних, а саме:

$$P_{TC} = (aB_m + bB_m^2)f; \quad P_{ВХ} = cf^2B_m^2\Delta^2, \quad (8.61)$$

де a , b , c — коефіцієнти відповідних втрат, які визначаються експериментально для конкретного матеріалу в конкретних умовах.

Нам відомі взаємозв'язки величин (8.3) і (8.46): $B_m = \frac{\Phi_m}{S_C}$; $\Phi_m \approx \frac{U}{4,44fw}$, де S_C — площа поперечного перерізу осердя по сталі.

Тому для (8.59) можна подати з урахуванням (8.61) ряд взаємно пропорційних величин $P_M \sim B_m^2 \sim \Phi_m^2 \sim U^2$, або, в цілому, магнітні втрати потужності в сталевому осерді прямопропорційні квадрату напруги живлення котушки, тобто:

$$P_M \sim U^2, \quad (8.62)$$

тоді як електричні втрати потужності (8.58) $P_E \sim I^2$.

При практичних розрахунках електротехнічних пристроїв магнітні втрати визначаються для окремих елементів, які можна умовно вважати однорідними ділянками магнітного кола. Для умовної ділянки з номером k застосовується наближена емпірична формула:

$$P_{M,k} = k_{д,k} p_{1,0/50} B_{m,k}^2 \left(\frac{f}{50} \right)^\beta m_k, \quad (8.63)$$

де $p_{1,0/50}$ — питомі втрати в електротехнічній сталі при частоті 50 Гц і амплітуді індукції 1 Тл (визначаються експериментально); m_k — маса сталі; B_m — середнє значення амплітуди магнітної індукції; β — показник, залежний від марки сталі і умов застосування, який, наприклад, для трансформаторів, машин постійного струму і синхронних машин звичайно приймається рівним 1,3, для асинхронних двигунів — у межах 1,3...1,5; $k_{д,k}$ — коефіцієнт, враховуючий збільшення втрат через наклеп при штампуванні, нерівномірний розподіл індукції тощо, який приймається за досвідом експериментальних досліджень: для трансформаторів 1...1,1, синхронних машин — 1,3...2,0, асинхронних — 1,4...1,8, машин постійного струму — 2,3.

Приклади окремих магнітних властивостей деяких марок тонколистової електротехнічної сталі наведені у табл. 8.2. До вже відомих позначень тут додано: $p_{1,5/50}$ — питомі втрати в електротехнічній сталі при частоті 50 Гц і індукції 1,5 Тл; B_{2500} — індукція при напруженості магнітного поля $H = 2500$ А/м.

Таблиця 8.2. Властивості тонколистової електротехнічної сталі

Технологія прокату	Марка сталі	Δ , мм	$p_{1,0/50}$, Вт/кг	$p_{1,5/50}$, Вт/кг	B_{2500} , Тл
гарячекатана	1212	1,0	5,4	12,5	1,53
		0,5	3,1	7,2	1,50
	1512	0,5	1,4	3,1	1,45
		0,35	1,2	2,8	1,45
	1514	0,5	1,15	2,7	1,44
		0,35	0,90	2,2	1,44
холоднокатана ізотропна	2012	0,5	2,9	6,5	1,62
	2412	0,5	1,3	3,1	1,50
		0,35	1,15	2,5	1,50
холоднокатана анізотропна	3412	0,5	-	2,10	1,80
		0,35	-	1,50	1,80
	3414	0,5	-	1,50	1,88
0,35		-	1,10	1,88	
0,27		-	1,03	1,85	

8.14. Електрична схема заміщення котушки зі сталевим осердям при змінному магнітному потоці

Для аналізу процесів у котушці зі сталевим осердям її зручно показати у вигляді схеми заміщення, яка складається з електрично з'єднаних ідеальних елементів. Підставою для складання такої схеми є рівняння напруг (8.55) і струмів (рис. 8.36) котушки:

$$\underline{U} = -\underline{E} + \underline{U}_{L\sigma} + R\underline{I}; \quad \underline{I} = \underline{I}_a + \underline{I}_p. \quad (8.64)$$

Типова електрична схема заміщення котушки з осердям зображена на рис. 8.38, а. Вона повністю відповідає поданим рівнянням (8.64) з точки зору застосування другого і першого законів

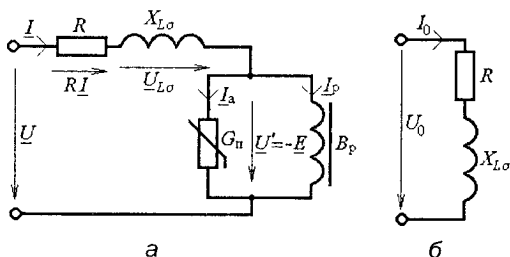


Рис. 8.38. Електрична схема заміщення котушки зі сталевим осердям та її варіант при дії тільки потоку розсіювання

розсіювання, яка полягає в утворенні ЕРС E_{σ} (8.52) і (8.53); ділянка з активною провідністю G_{π} і реактивною індуктивною провідністю B_p , які є нелінійними, заміщує дію основного магнітного потоку, причому B_p заміщує індукуючу дію, що приводить до утворення ЕРС E (8.48) і (8.50); G_{π} заміщує магнітні втрати в осерді (8.59).

Принцип визначення параметрів схеми заміщення подано в наступному прикладі.

Приклад 8.3. Визначення параметрів електричної схеми заміщення котушки зі сталевим осердям.

Обмотка з проводу з кількістю витків $w_k = 1000$ намотана на шихтоване сталеве осердя, яке виконано роз'ємним. Для визначення параметрів електричної схеми заміщення цього дроселя було проведено два досліди при живленні його обмотки від мережі змінної напруги з частотою $f = 50$ Гц (рис. 8.39) через автотрансформатор T (про нього див. підрозділ 9.12).

Кірхгофа для електричного кола. I , водночас, зображені на схемі елементи мають такий фізичний зміст:

R — активний опір, на якому відбуваються електричні втрати потужності (8.58);

$X_{L\sigma}$ — індуктивний опір заміщує індукуючу дію магнітного потоку

У першому досліді яркір осердя був усунений (рис. 8.39, а), в обмотці встановлено струм $I_0 = 3$ А і виміряно напругу обмотки $U_0 = 15$ В й активну потужність $P_0 = 36$ Вт.

У другому досліді яркір знаходився в основному положенні (рис. 8.39, б). Після встановлення струму $I = 3$ А було виміряно напругу $U = 210$ В й активну потужність $P = 76$ Вт. Крім того, на затискачах вимірювальної котушки, розташованої на яркові і з кількістю витків w_B , було виміряно напругу $U_B = 40$ В.

За даними дослідів потрібно визначити параметри типової електричної схеми заміщення дроселя (див.рис. 8.38, а).

Розв'язання.

При розімкненому осерді (рис. 8.39, а) повний магнітний потік (8.30) зменшується до надто малого потоку розсіювання Φ_σ . Основний потік Φ практично відсутній, і тому в схемі (див. рис. 8.38, а) можна відкинути ділянку, яка заміщує дію цього потоку. Таким чином, для умов першого досліді схема заміщення зводиться до вигляду, зображеного на рис. 8.38, б. Для цієї схеми за даними першого досліді повний опір обмотки з осердям без яркова $Z = U_0/I_0 = 5$ Ом і параметри схеми заміщення:

$$R = P_0 / I_0^2 = 4 \text{ Ом}; \quad X_{L\sigma} = \sqrt{Z_0^2 - R^2} = 3 \text{ Ом}.$$

У другому досліді ЕРС вимірювальної котушки $E_B = U_B = 40$ В. За цим значенням на основі відомої формули (8.50) визначимо амплітуду основного магнітного потоку в яркові осердя:

$$\Phi_m = E_B / 4,44 f w_B = 9 \cdot 10^{-4} \text{ Вб}.$$

І тоді ЕРС, що наводиться цим потоком в обмотці дроселя (8.50),

$$E = 4,44 f w_K \Phi_m = 200 \text{ В}.$$

У другому досліді виміряна потужність P (8.57) іде на електричні втрати в обмотці $R I^2$ (8.58) і магнітні втрати (8.59) в сталі всього осердя. Тоді останні втрати:

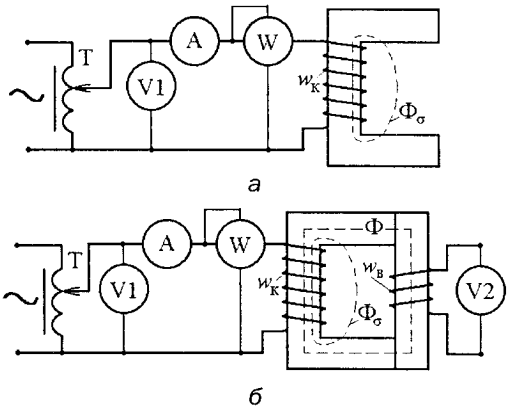


Рис. 8.39. Схеми експериментальних досліджень котушки зі сталевим осердям

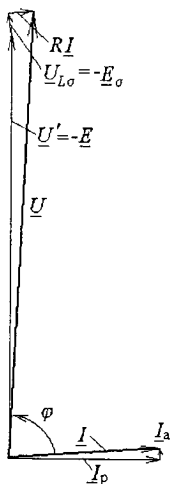


Рис. 8.40.
Векторна діаграма для котушки зі сталевим осердям

$$P_M = P - RI^2 = 40 \text{ Вт.}$$

Знайдена ЕРС E відповідає напрузі U' в повній схемі на рис. 8.38, а, тобто $U' = E = 200 \text{ В}$. Потужність P_M зосереджується в схемі заміщення у вітці з активною провідністю G_{Π} , тому можна знайти активну складову струму, що проходить по ній:

$$I_a = P_M / U' = 0,2 \text{ А.}$$

Ця складова збігається за фазою з напругою U' , а реактивна складова I_p в індуктивному елементі повинна відставати від U' на $\frac{\pi}{2}$. Враховуючи взаємну ортогональність векторів I_a і I_p (рис. 8.36), а також те, що їхня сума $I_a + I_p = I$, визначасмо $I_p = \sqrt{I^2 - I_a^2} = 2,99 \text{ А}$.

Тепер за законом Ома для діючих значень I_a , I_p і U' знаходимо провідності паралельної ділянки схеми заміщення (див. рис. 8.38, а):

$$\text{активну } G_{\Pi} = I_a / U' = 0,001 \text{ См;}$$

$$\text{реактивну } B_p = I_p / U' = 0,015 \text{ См.}$$

Достовірність схеми заміщення можна перевірити на основі розрахунку електричного кола (рис. 8.38), використовуючи відому напругу $U = 210 \text{ В}$.

Співвідношення всіх величин і їхню відповідність рівнянням (8.64)

$\underline{U} = -\underline{E} - \underline{E}_{\sigma} + R\underline{I} = \underline{U}' + \underline{U}_{L\sigma} + R\underline{I} = \underline{U}' + jX_{L\sigma}\underline{I} + R\underline{I}$; $\underline{I} = \underline{I}_a + \underline{I}_p$
ілюструє векторна діаграма, побудована в масштабі на рис. 8.40 за аналогією з рис. 8.36.

8.15. Принципи розрахунку магнітного кола при синусоїдному магнітному потоці

При синусоїдній електричній напрузі джерела (8.44) відповідно змінюються за синусоїдним законом магнітні величини: потік Φ , МРС F , напруга U_M , напруженість H і індукція B . Хоча функція МРС $F(t)$, як і струму $i(t)$ лише зображується еквівалентною синусоїдою (див. рис. 8.34).

У часі ці магнітні величини можуть бути зсунуті одна відносно одної за фазою. Причини цього — фазові зсуви струмів різних обмоток, магнітні втрати потужності у феромагнітних осердях

тощо. Тому в магнітних колах синусоїдного магнітного потоку використовуються комплексні значення, наприклад, для потоку, МРС і магнітної напруги:

$$\underline{\Phi} = \Phi e^{j\psi_{\Phi}}; \quad \underline{F} = F e^{j\psi_F}; \quad \underline{U}_M = U_M e^{j\psi_{U_M}}. \quad (8.65)$$

Однорідні ділянки магнітного кола тепер подаються комплексними магнітними опорами:

$$\underline{Z}_{\mu} = R_{\mu} + jX_{\mu}, \quad (8.66)$$

де R_{μ} , X_{μ} — відповідно активний і реактивний магнітні опори ділянки:

$$R_{\mu} = \rho_{\mu R} \frac{l_k}{S_k}; \quad X_{\mu} = \rho_{\mu X} \frac{l_k}{S_k}, \quad (8.67)$$

l_k , S_k — довжина і площа поперечного перерізу k -тої ділянки.

Питомі магнітні опори в (8.67) $\rho_{\mu R}$ і $\rho_{\mu X}$ залежать від частоти f магнітного поля і повинні визначатися експериментально, як і сімейство петель гістерезису (див. рис. 8.12), для кожної конкретної електротехнічної сталі. Наприклад, на рис. 8.41 показано залежності $\rho_{\mu R}$ і $\rho_{\mu X}$ від амплітуди магнітної індукції B_m ($B_m = \Phi_m/S$) для двох марок сталі при $f = 50$ Гц. На ферромагнітних ділянках магнітного кола присутні тільки R_{μ} , їхнє визначення подібне (8.23), тому що для ферромагнетиків $\rho_{\mu R} = \mu_0^{-1}$.

Закон Ома, 1-й і 2-й закони Кірхгофа (див. підрозд. 8.7) для магнітного кола синусоїдного магнітного потоку чинні для комплексних величин, а саме:

$$\underline{U}_M = \underline{Z}_{\mu} \underline{\Phi}; \quad \underline{\Phi} = \frac{\underline{F}}{\underline{Z}_{\mu}}; \quad \sum_{k=1}^p \underline{\Phi}_k = 0; \quad (8.68)$$

$$\text{або} \quad \sum_{k=1}^n \underline{H}_k l_k = \sum_{k=1}^m \underline{F}_k \quad (8.69)$$

$$\sum_{k=1}^n \underline{Z}_{\mu k} \underline{\Phi}_k = \sum_{k=1}^m \underline{F}_k,$$

де p — кількість стержнів осердь, що сходяться в розгалуженні; n — кількість однорідних ділянок; m — кількість обмоток.

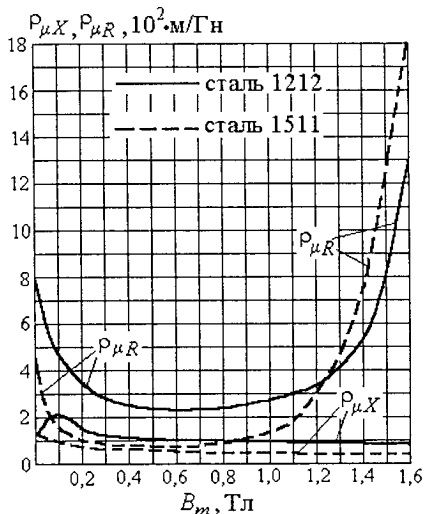


Рис. 8.41. Залежність питомих магнітних опорів від магнітної індукції

Розрахунок магнітних кіл постійного і синусоїдного магнітних потоків можна виконати тими ж методами, які розроблені для відповідних електричних кіл. Зокрема, це методи розрахунку нелінійних кіл (ураховуючи нелінійність магнітних опорів феромагнітних осердь).

Приклад 8.4. Розрахунок однорідного магнітного кола змінного магнітного потоку

На рис. 8.42 зображено дросель, що живиться від джерела синусоїдної напруги частотою $f = 50$ Гц. Осердя виконано із листової сталі марки 1212; його розміри: $r_1 = 40$ мм; $r_2 = 60$ мм; $c = 20$ мм. Коефіцієнт заповнення сталлю поперечного перерізу $k_3 = 0,93$. Кількість витків обмотки $w = 37$; активний опір її про-

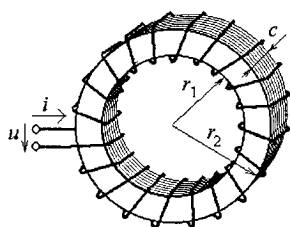


Рис. 8.42. Дросель

воду $R = 0,2$ Ом. Визначити напругу і струм обмотки, необхідні для збудження в осерді магнітного поля з амплітудою індукції $B_m = 0,9$ Тл. Які при цьому втрати потужності в обмотці й осерді?

Розв'язання. Магнітне поле вважаємо повністю зосередженим в осерді і дросель розглядатимемо як однорідне магнітне коло змінного магнітного потоку.

Довжина середньої силової лінії:

$$l = \pi(r_1 + r_2) = 31,4 \cdot 10^{-2} \text{ м.}$$

Площа поперечного перерізу сталевих листів:

$$S_c = k_3 c (r_2 - r_1) = 3,72 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2.$$

Амплітудне і діюче значення магнітного потоку:

$$\Phi_m = B_m S_c = 3,35 \cdot 10^{-4} \text{ Вб}; \quad \Phi = \Phi_m / \sqrt{2} = 2,37 \cdot 10^{-4} \text{ Вб.}$$

Для сталі марки 1212 за заданим значенням $B_m = 0,9$ Тл із графіків на рис. 8.41 знаходимо питомі магнітні опори: активний $\rho_{\mu R} = 2,6 \cdot 10^2$ м/Гн; реактивний $\rho_{\mu X} = 1 \cdot 10^2$ м/Гн.

Активний і реактивний магнітні опори осердя:

$$R_\mu = \rho_{\mu R} \cdot l / S_c = 2,6 \cdot 10^2 \cdot 31,4 \cdot 10^{-2} / 3,72 \cdot 10^{-4} = 21,9 \cdot 10^4 \text{ Гн}^{-1};$$

$$X_\mu = \rho_{\mu X} \cdot l / S_c = 1 \cdot 10^2 \cdot 31,4 \cdot 10^{-2} / 3,72 \cdot 10^{-4} = 8,4 \cdot 10^4 \text{ Гн}^{-1}.$$

Комплексний магнітний опір осердя:

$$\underline{Z}_\mu = R_\mu + jX_\mu = 21,9 \cdot 10^4 + j 8,4 \cdot 10^4 = 23,5 \cdot 10^4 e^{j21^\circ} \text{ Гн}^{-1}.$$

За законом Ома комплексне значення МРС обмотки дроселя

$$\underline{F} = \underline{Z}_\mu \underline{\Phi} = 23,5 \cdot 10^4 e^{j21^\circ} \cdot 2,37 \cdot 10^{-4} e^{j0^\circ} = 55,7 e^{j21^\circ} \text{ А} = F e^{j\psi_F},$$

де $\underline{\Phi} = \Phi e^{j\psi_\Phi} = 2,37 \cdot 10^{-4} e^{j0^\circ}$ Вб — комплексне значення магнітного потоку, прийняте з початковою фазою $\psi_\Phi = 0^\circ$.

Діючі значення МРС і струму обмотки і їхні початкові фази:

$$F = 55,7 \text{ А}; \quad I = F / \omega = 1,5 \text{ А}; \quad \psi_I = \psi_F = 21^\circ.$$

Діюче значення ЕРС, що індукована основним потоком:

$$E = 4,44 f \omega \Phi_m = 4,44 \cdot 50 \cdot 37 \cdot 3,35 \cdot 10^{-4} = 2,75 \text{ В}.$$

Її початкова фаза $\psi_E = -90^\circ$, тому що вектор \underline{E} завжди відстає за фазою від цього потоку на чверть періоду. Отримаємо $\underline{E} = 2,75 e^{j90^\circ} \text{ В}$.

Рівняння електричної рівноваги в електричному контурі обмотки має вигляд $\underline{U} = (-\underline{E}) + \underline{R}I$. Підставляючи комплексні значення, отримаємо:

$$\begin{aligned} \underline{U} &= -2,75e^{-j90^\circ} + 0,2 \cdot 1,5e^{j21^\circ} = 2,75e^{j90^\circ} + 0,3e^{j21^\circ} = \\ &= j2,75 + 0,28 + j0,11 = 0,28 + j2,86 = 2,87e^{j84,4^\circ} \text{ В} = Ue^{j\psi_U}. \end{aligned}$$

Діюче значення напруги джерела 2,87 В; її початкова фаза $\psi_U = 84,4^\circ$. Співвідношення величин проілюстровані на рис. 8.43 за допомогою побудованої у вказаних масштабах векторної діаграми.

Фазовий зсув напруги відносно струму:

$$\varphi = \psi_U - \psi_I = 63,4^\circ.$$

Активна потужність дроселя:

$$P = UI \cos \varphi = 2,87 \cdot 1,5 \cdot \cos 63,4^\circ = 1,92 \text{ Вт}.$$

Втрати потужності:

електричні в проводі обмотки:

$$P_E = RI^2 = 0,45 \text{ Вт};$$

магнітні в сталевому осердді:

$$P_M = P - P_E = 1,47 \text{ Вт}.$$

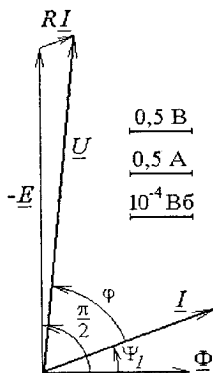


Рис. 8.43.

Векторна діаграма для дроселя

8.16. Вольтамперна характеристика і повний опір котушки зі сталевим осердям при змінній напрузі

Якщо в схемі за рис. 8.39, б провести вимірювання струму при різних значеннях напруги, то отримаємо вольтамперну характеристику (ВАХ) — залежність $U(I)$ (у цьому разі прилади вимірюють діючі значення U і I).

Типова ВАХ дроселя подана на рис. 8.44, а (крива 1). Вона подібна до залежностей $\Phi(I)$ (див. рис. 8.33, а і рис. 8.30, б) і $B(H)$ на рис. 8.15, тому що магнітний потік є пропорційним напрузі U (8.46) і він же є пропорційним магнітній індукції (8.3); напруженість магнітного поля H пропорційна струму I (8.15).

На підставі закону Ома повний електричний опір котушки з осердям:

$$Z_0 = U / I, \quad (8.70)$$

який є нелінійним — змінюється при зміні напруги і струму котушки. Якщо виходити з розглянутої кривої 1 на рис. 8.44, а, то отримаємо характерну залежність $Z_0(U)$, подану на рис. 8.44, б.

Крива 1 на рис. 8.44, а і залежність $Z_0(U)$ на рис. 8.44, б відповідають замкненому осерддю. Якщо в осердді зробити проміжок δ , то отримаємо ВАХ, показану на рис. 8.44, а кривою 2. Якщо проміжок збільшити, то отримаємо криву 3. Це природно, оскільки при одних і тих же значеннях струму магнітний потік Φ з появою і збільшенням проміжку зменшується (8.40), відповідно знадобиться менше значення напруги для отримання конкретного значення струму.

Якщо при фіксованому значенні напруги ($U_c = \text{const}$) для точок a , b і c на ВАХ (криві 1, 2 і 3 на рис. 8.44, а) визначити повний електричний опір Z_0 , то отримаємо його залежність від розміру проміжку δ , подану на рис. 8.44, в. З урахуванням цього котушку на осердді з регульованим проміжком використовують як регульовальний опір в електричних колах змінного струму.

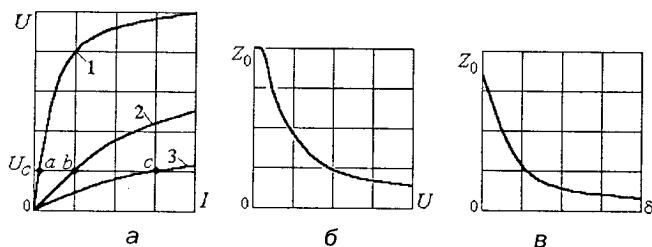


Рис. 8.44. Вольтамперна характеристика дроселя та залежності його повного опору від напруги та немагнітного проміжку

На завершення зауважимо, що основні співвідношення і характерні залежності, показані на прикладі досить простих магнітних кіл, якісно зберігаються і в складніших магнітних колах реальних електротехнічних пристроїв, у яких використовують магнітні поля.

Запитання для самоконтролю

1. Яким чином створюється магнітне поле?
2. Як встановлюється напрямок магнітного поля у просторі?
3. Якими величинами характеризується магнітне поле і як вони пов'язані одна з одною?

4. Що є спільним у понятті МРС і магнітної напруги і чим вони різняться?
5. Проілюструйте розподіл у просторі магнітних полів одного, двох та чотирьох провідників.
6. Яким чином пов'язані електричні і магнітні величини, що описують стан магнітних кіл?
7. Яким чином подаються магнітні властивості феромагнітних і феромагнітних матеріалів?
8. Що називається магнітним колом?
9. Якими величинами характеризується стан магнітного кола?
10. Що розуміють під однорідним і неоднорідним, розгалуженим і нерозгалуженим магнітними колами?
11. Яку роль відіграють феромагнітні осердя у магнітних системах?
12. Як проявляється дія магнітного поля в електротехнічних пристроях?
13. Наведіть закон Ома та закони Кірхгофа для магнітних кіл.
14. Що розуміють під прямою і зворотною задачами розрахунку магнітних кіл? Яка послідовність розв'язання цих задач?
15. Як можна розрахувати стан магнітного кола з постійним магнітом?
16. Які фізичні процеси виникають у котушці зі сталевим осердям при живленні її постійним струмом?
17. Які фізичні процеси виникають у котушці зі сталевим осердям при живленні її змінним струмом?
18. Запишіть рівняння електричної рівноваги для кола котушки зі сталевим осердям, що живиться змінним струмом, та поясніть смисл величин, що входять у це рівняння.
19. Побудуйте векторну діаграму напруг та струмів реальної котушки зі сталевим осердям.
20. Поясніть, як вводиться еквівалентний синусоїдний струм для котушки зі сталевим осердям і чому його застосовують.
21. Які втрати потужності характерні для котушки зі сталевим осердям, що живиться змінним струмом?
22. Яка структура типової схеми заміщення котушки зі сталевим осердям і фізичний смисл ідеальних елементів цієї схеми?
23. Як можна визначити параметри схеми заміщення котушки зі сталевим осердям?
24. Зобразіть ВАХ для котушки зі сталевим осердям та поясніть її характер.
25. Як змінюється повний опір котушки зі сталевим осердям при зміні її напруги або проміжку в осерді?

9. ТРАНСФОРМАТОРИ

9.1. Призначення і будова трансформатора

Трансформатор — це статичний електромагнітний пристрій, призначений для перетворення змінних напруги і струму за величиною без зміни їхньої частоти.

За призначенням і конструкцією трансформатори різноманітні, але за своєю основою вони мають однакові фізичні процеси і принцип дії. Тому можна вивчати їх на прикладі простішого варіанта — однофазного двохобмоткового трансформатора. Його конструкція подана на рис. 9.1, де показані основні частини: 1 і 2 — багатовиткові котушки із мідного ізольованого проводу, намотаного на каркаси; 3 — шихтоване осердя із тонколистової електротехнічної сталі (товщина пластин 0,2..0,5 мм).

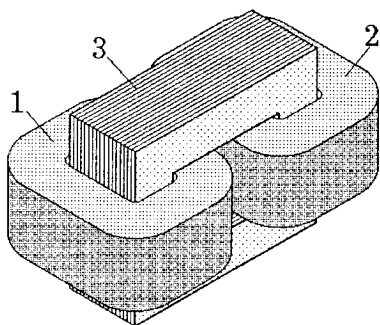


Рис. 9.1. Будова однофазного трансформатора

Котушки — це конструктивні елементи, їх називають також **обмотками**, маючи на увазі при цьому електричні кола, утворені котушками.

Обмотки відрізняються кількістю витків. Обмотка з більшою кількістю витків $w_{\text{ВН}}$ — обмотка вищої напруги (ВН), з меншою кількістю витків $w_{\text{НН}}$ — обмотка нижчої напруги (НН).

Найважливіший параметр трансформатора — *коефіцієнт трансформації* — відношення кількості витків відповідних обмоток:

$$n = \frac{w_{\text{ВН}}}{w_{\text{НН}}} \quad (9.1)$$

На рис. 9.2 зображена фізична модель трансформатора, де в обмотках показані умовні кількості витків, реально кількості витків можуть обчислюватися у сотнях і тисячах.

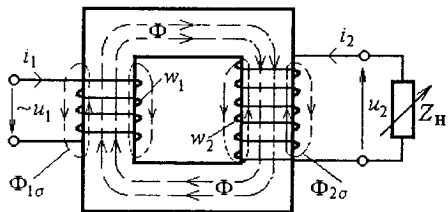


Рис. 9.2. Фізична модель трансформатора

Обмотка, яка вмикається у мережу або до джерела (винятково зі змінною напругою), називається первинною. Обмотка, до якої підключено навантаження (подано повним опором Z_n) — вторинна.

Величини, які відносяться до первинної обмотки, — первинні: U_1, I_1, w_1 — напруга, струм, кількість витків тощо, які відносяться до вторинної обмотки — вторинні — відповідно U_2, I, w_2 тощо.

Якщо $w_1 > w_2$, то $U_1 > U_2$ (це буде показано далі), отже трансформатор знижує напругу, при цьому струми підпорядковані зворотному співвідношенню $I_1 < I_2$. При $w_1 < w_2$ і $U_1 < U$ — трансформатор підвищує напругу, відповідно $I_1 > I_2$.

Трансформатори мають *властивість оборотності* — один і той же трансформатор можна використовувати як підвищувальний і знижувальний щодо напруги: все залежить від того, яка з обмоток приєднана до джерела. Тобто первинною може бути як обмотка ВН, так і обмотка НН.

Густина струму в обох обмотках приймається звичайно однаковою і на рівні 2...5 А/мм². Тому, чим більше струм, тим більший поперечний переріз провідника. І в підсумку в обмотці з меншою кількістю витків провід товщій і навпаки.

9.2. Принцип дії трансформатора

Принцип дії трансформатора побудовано на явищі електромагнітної індукції (8.16). Розглянемо цей принцип як логічну структуру взаємного породження величин, використовуючи рис. 9.2.

При приєднанні первинної обмотки до джерела з синусоїдною напругою u_1 у ній виникає змінний струм i_1 . МРС цієї обмотки $F_1 = i_1 w_1$ збуджує у осерді змінний магнітний потік, який, як і в котушці зі сталевим осердям (8.47), є синусоїдним: $\Phi = \Phi_m \sin \omega t$, де $\omega = 2\pi f$; f — частота всіх величин у трансформаторі.

Відповідно до закону електромагнітної індукції змінний магнітний потік індукує у вторинній обмотці ЕРС (8.41) і (8.48):

$$e_2 = -w_2 \frac{d\Phi}{dt} = \omega w_2 \Phi_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right), \quad (9.2)$$

її діюче значення за аналогією із (8.50):

$$E_2 = 4,44 f w_2 \Phi_m. \quad (9.3)$$

Вторинну обмотку тепер можна розглядати як вторинне джерело електроенергії. Під дією ЕРС e_2 на затискачах цієї обмотки виникає змінна напруга u_2 , яка подається і на навантаження. У підсумку в контурі вторинної обмотки і навантаження виникає змінний струм i_2 . Таким чином навантаження отримує електроенергію.

Як впливає із формули (9.3), ЕРС E_2 залежить від кількості витків w_2 , тому, у принципі, вона, а отже і вторинна напруга U_2 , можуть мати практично будь-яку величину: як більше первинної напруги U_1 , так і менше. У цьому і полягає принцип дії трансформатора — підвищувати або знижувати напругу.

Описаний основний логічний ланцюжок процесу передачі електроенергії у трансформаторі супроводжується низкою супутніх явищ. Вони впливають на співвідношення величин у трансформаторі і визначають якість його роботи. Тому подамо також і їх.

Основний магнітний потік індукуює ЕРС і в первинній обмотці:

$$e_1 = -w_1 \frac{d\Phi}{dt} = \omega w_1 \Phi_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right), \quad (9.4)$$

із діючим значенням:

$$E_1 = 4,44 f w_1 \Phi_m. \quad (9.5)$$

Очевидно, що співвідношення ЕРС обмоток за (9.3) і (9.5):

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{w_1}{w_2} = k_{12} \quad (9.6)$$

— це той самий коефіцієнт трансформації, але він може збігатися з поданим раніше (9.1), або бути зворотним щодо нього.

Вторинна обмотка має МРС $F_2 = i_2 w_2$ і також створює магнітне поле. Але відповідно до правила Ленца її магнітний потік спрямований проти потоку первинної обмотки. Тому основний потік Φ у трансформаторі є результатом спільної дії двох обмоток.

Крім того, кожна з обмоток створює пов'язаний тільки з нею магнітний потік розсіювання, відповідно $\Phi_{1\sigma}$ і $\Phi_{2\sigma}$ (див. рис. 9.2). Ці потоки індукують у своїх обмотках додатково ЕРС, аналогічно (8.41):

$$e_{1\sigma} = -w_1 \frac{d\Phi_{1\sigma}}{dt}; \quad e_{2\sigma} = -w_2 \frac{d\Phi_{2\sigma}}{dt} \quad (9.7)$$

із діючими значеннями $E_{1\sigma}$ і $E_{2\sigma}$. Оскільки $\Phi_{1\sigma} \ll \Phi$ і $\Phi_{2\sigma} \ll \Phi$, то $E_{1\sigma} \ll E_1$ і $E_{2\sigma} \ll E_2$: це відповідає розглянутому в підрозділі 8.12.

У трансформаторі, як і в котушці зі сталевим осердям, виникають електричні і магнітні втрати потужності: їхня природа розглянута в підрозділі 8.13.

Розгляд якісних сторін процесів у трансформаторі дозволяє перейти до подання співвідношень основних величин в ньому — напруг і струмів.

9.3. Рівняння напруг в обмотках трансформатора

На рис. 9.3 трансформатор T подано за допомогою умовного позначення, причому первинна обмотка має затискачі A і X , вторинна — a і x . Для напруг, струмів і ЕРС прийнято умовні позитивні напрямки, а їхнє позначення відповідає позначенню діючих значень.

З боку первинної обмотки трансформатор є приймачем енергії. У цій обмотці основним потоком Φ індукується ЕРС E_1 (9.5) і потоком розсіювання $\Phi_{1\sigma}$, зчепленим тільки з первинною обмоткою, — ЕРС $E_{1\sigma}$ (9.7). Це ЕРС самоіндукції, тому в контурі обмотки вони спрямовані проти первинної напруги. За другим законом Кірхгофа рівняння для первинної обмотки у векторній формі має вигляд:

$$\underline{U}_1 = -\underline{E}_1 - \underline{E}_{1\sigma} + \underline{I}_1 R_1 = -\underline{E}_1 + jX_1 \underline{I}_1 + \underline{I}_1 R_1, \quad (9.8)$$

де R_1 — активний опір проводу обмотки; $\underline{I}_1 R_1$ — спад напруги, спричинений цим опором; ЕРС $E_{1\sigma}$, як і для котушки зі сталевим осердям (8.53), подана спадом напруги на індуктивному опорі розсіювання вторинної обмотки X_1 , тобто: $-\underline{E}_{1\sigma} = \underline{U}_{L2\sigma} = jX_1 \underline{I}_1$.

У вторинному колі трансформатора ЕРС E_2 відіграє роль ЕРС джерела електроенергії. Відповідно до другого закону Кірхгофа ця ЕРС врівноважується: напругою на навантаженні U_2 , ЕРС $E_{2\sigma}$ (9.7) від потоку розсіювання $\Phi_{2\sigma}$ і спадом напруги $\underline{I}_2 R_2$ на активному опорі проводу обмотки, тобто у векторній формі:

$$\begin{aligned} \underline{E}_2 &= \underline{U}_2 - \underline{E}_{2\sigma} + \underline{I}_2 R_2 = \\ &= \underline{U}_2 + jX_2 \underline{I}_2 + \underline{I}_2 R_2, \end{aligned} \quad (9.9)$$

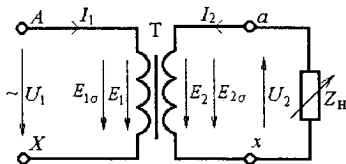


Рис. 9.3. Схематичне подання трансформатора

де ЕРС $E_{2\sigma}$ також подана спадом напруги на індуктивному опорі розсіювання вторинної обмотки X_2 , тобто: $-E_{2\sigma} = \underline{U}_{L2\sigma} = jX_2 I_2$.

Рівняння (9.8) і (9.9) відповідають розглянутому рівнянню для котушки зі сталевим осердям (8.54) і мають ці ж властивості. А саме: $E_{1\sigma} \ll E_1$; $R_1 I_1 \ll E_1$; $E_{2\sigma} \ll E_2$; $R_2 I_2 \ll E_2$. Тому приблизно (з похибкою близько 5%) запишімо для діючих значень: $U_1 \approx E_1$ і $U_2 \approx E_2$. Це дає підставу для отримання співвідношення напруг первинної і вторинної обмоток трансформатора:

$$\frac{U_1}{U_2} \approx \frac{E_1}{E_2} \quad \text{або} \quad \frac{U_1}{U_2} \approx \frac{w_1}{w_2} = k_{12}. \quad (9.10)$$

Таким чином, можна зробити висновок: співвідношення діючих значень напруг обмоток підпорядковується коефіцієнту трансформації.

9.4. Рівняння струмів в обмотках трансформатора

Магнітний потік в осерді трансформатора визначається магніторушійними силами (МРС) обмоток. Трансформатор (див. рис. 9.2) можна розглядати як магнітне коло з однорідним осердям і визначати основний магнітний потік на підставі закону Ома для магнітного кола (8.24), (8.25).

У режимі неробочого ходу (НХ) навантаження відключене ($I_2 = 0$), тому діє тільки МРС первинної обмотки і амплітуда магнітного потоку у векторній формі (приблизно):

$$\underline{\Phi}_m = \sqrt{2} I_{10} w_1 / R_M, \quad (9.11)$$

де R_M — магнітний опір осердя; I_{10} — струм первинної обмотки в режимі НХ; $\sqrt{2}$ — забезпечує перехід від діючого значення струму до його амплітуди.

У режимі навантаження діють МРС обох обмоток і амплітуда потоку:

$$\underline{\Phi}_m = \sqrt{2} \frac{I_1 w_1 + I_2 w_2}{R_M}. \quad (9.12)$$

Із формули трансформаторної ЕРС (9.5) можна виразити амплітуду магнітного потоку $\Phi_m = E_1 / 4,44 f w_1$ і, з урахуванням $U_1 \approx E_1$, отримуємо:

$$\Phi_m \approx U_1 / 4,44 f w_1. \quad (9.13)$$

Діюче значення напруги джерела U_1 (рис. 9.2) незмінне, тому амплітуда основного магнітного потоку (9.13) також приблизно постійна ($\Phi_m \approx const$) в діапазоні від неробочого ходу до номінального навантаження. На цій підставі порівняємо вирази (9.11) і (9.12):

$$\frac{\sqrt{2} \underline{I}_{10} w_1}{R_M} = \sqrt{2} \frac{\underline{I}_1 w_1 + \underline{I}_2 w_2}{R_M} \quad (9.14)$$

і після перетворення отримуємо спочатку рівняння МРС трансформатора

$$\underline{I}_{10} w_1 = \underline{I}_1 w_1 + \underline{I}_2 w_2, \quad (9.15)$$

із якого випливає, що сума МРС обмоток дорівнює постійній величині — МРС первинної обмотки в режимі неробочого ходу.

З (9.15) виразимо струм первинної обмотки і отримуємо рівняння струмів:

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_{10} + \left(-\underline{I}_2 \frac{w_2}{w_1} \right) \quad \text{або} \quad \underline{I}_1 = \underline{I}_{10} + (-\underline{I}'_2), \quad (9.16)$$

де $\underline{I}'_2 = \underline{I}_2 \frac{w_2}{w_1}$ — струм вторинної обмотки, умовно приведений до кількості витків первинної обмотки (якщо такий струм пропустити по первинній обмотці, вона створить таку ж МРС, як і вторинна обмотка).

Тепер із рівняння струмів (9.16) очевидно, що будь-яка зміна струму у вторинній обмотці при зміні її навантаження супроводжується відповідною зміною первинного струму.

У реальних існуючих трансформаторах зазвичай струм НХ по відношенню до номінального значення струму первинної обмотки є достатньо малим, приблизно I_{10} дорівнює (3...5) % від $I_{1\text{ном}}$. Тоді з рівняння струмів (9.16) для їхніх діючих значень можна записати, що $I_1 w_1 \approx I_2 w_2$. Це дає практичне співвідношення струмів в обмотках трансформатора:

$$\frac{I_1}{I_2} \approx \frac{w_2}{w_1} = \frac{1}{k_{12}}. \quad (9.17)$$

Таким чином, можна зробити висновок, що співвідношення діючих значень струмів обмоток підпорядковане коефіцієнту трансформації, але у пропорції, зворотній напругам (9.10).

9.5. Векторна діаграма напруг і струмів трансформатора

Кількісні і фазові співвідношення величин у рівняннях електричного стану трансформатора (9.8), (9.9) і (9.16), а саме:

$$\underline{U}_1 = -\underline{E}_1 + jX_1 \underline{I}_1 + \underline{I}_1 R_1; \quad (9.18)$$

$$\underline{E}_2 = \underline{U}_2 + jX_2 \underline{I}_2 + \underline{I}_2 R_2; \quad (9.19)$$

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_{10} + \left(-\underline{I}_2 \frac{\omega_2}{\omega_1} \right), \quad (9.20)$$

ілюструє векторна діаграма на рис. 9.4.

Величини в цих рівняннях можна вважати синусоїдними, як це розглянуто в підрозділі 8.12 для котушки зі сталевим осердям (тільки струм неробочого ходу трансформатора, як і струм котушки на рис. 8.34, зображується еквівалентною синусоїдою). Правила побудови векторної діаграми трансформатора

(рис. 9.4) значною мірою відповідають правилам побудови векторної діаграми на рис. 8.36.

Побудову векторної діаграми для трансформатора зручно розпочинати з вектора основного магнітного потоку Φ_m . Цьому потоку відповідає МРС, що створюється струмом неробочого ходу \underline{I}_{10} , вектор якого випереджує Φ_m на кут α , який визначається магнітними втратами потужності в магнітопроводі. ЕРС \underline{E}_1 і \underline{E}_2 відстають від Φ_m за фазою на кут $\frac{\pi}{2}$ (9.2) і (9.4) (при побудові на рис. 9.4 припускаємо, що $E_1/E_2 = \omega_1/\omega_2 = 1,73$).

Вторинна обмотка має активний R_2 і індуктивний X_2 опори. Навантаження (рис. 9.2) також має активний R_H і реактивний X_H опори. Тому струм цієї обмотки $\underline{I}_2 = \frac{\underline{E}_2}{\sqrt{(R_2 + R_H)^2 + (X_2 \pm X_H)^2}}$ і його

вектор \underline{I}_2 зсунутий за фазою відносно \underline{E}_2 на кут $\psi_2 = \arctg \frac{X_2 \pm X_H}{R_2 + R_H}$.

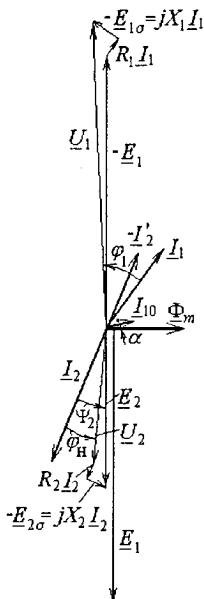


Рис. 9.4. Векторна діаграма трансформатора

Вектор $R_2 I_2$ паралельний вектору I_2 ; вектор $-\underline{E}_{2\sigma}$ є еквівалентним спаду напруги $jX_2 I_2$ на індуктивному опорі X_2 (як і на рис. 8.36) і цей вектор перпендикулярний вектору I_2 . З урахуванням останнього і на підставі (9.19) будується вектор напруги вторинної обмотки: $\underline{U}_2 = \underline{E}_2 - jX_2 I_2 - I_2 R_2$.

На основі рівнянь струмів (9.16) або (9.20) будемо вектор первинного струму I_1 (співвідношення довжин векторів підпорядковані вже прийнятому $\frac{w_1}{w_2} = 1,73$).

За рівнянням (9.18) будемо вектор первинної напруги \underline{U}_1 , причому вектор $R_1 I_1$ є паралельним вектору I_1 , вектор $-\underline{E}_{1\sigma}$ є еквівалентним спаду напруги $jX_1 I_1$ на індуктивному опорі X_1 (як і на рис. 8.36) і цей вектор є перпендикулярним вектору I_1 .

Отримано зокрема кут φ_1 — зсув за фазою між I_1 і \underline{U}_1 , який залежить і від величини і характеру навантаження, і від параметрів трансформатора; фазовий зсув φ_n між I_2 і \underline{U}_2 залежить тільки від характеру навантаження.

Примітка: вектори $R_1 I_1$, $-\underline{E}_{1\sigma}$, $R_2 I_2$ і $-\underline{E}_{2\sigma}$ на діаграмі дещо перебільшені — реально вони не перевищують кількох відсотків від \underline{U}_1 і \underline{U}_2 .

9.6. Потужності і втрати потужності у трансформаторі

Із живильної мережі на первинну обмотку трансформатора (див. рис. 9.2 і 9.3) надходить електрична енергія з активною потужністю:

$$P_1 = U_1 I_1 \cos \varphi_1, \quad (9.21)$$

де $\cos \varphi_1$ — коефіцієнт потужності трансформатора; φ_1 — зсув фаз \underline{U}_1 і I_1 .

Із вторинної обмотки навантаженню віддається активна потужність:

$$P_2 = U_2 I_2 \cos \varphi_n, \quad (9.22)$$

де $\cos \varphi_n$ — коефіцієнт потужності навантаження; $\varphi_n = \arctg \frac{\pm X_n}{R_n}$ — кут зсуву фаз \underline{U}_2 і I_2 , що визначається характером опору навантаження.

Корисна потужність P_2 менше затраченої P_1 , а саме:

$$P_2 = P_1 - \Delta P, \quad (9.23)$$

тому що процес передачі енергії супроводжується втратами потужності в обмотках і осерді:

$$\Delta P = P_E + P_M. \quad (9.24)$$

Потужність електричних втрат у двох обмотках:

$$P_E = P_{E1} + P_{E2} = R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2. \quad (9.25)$$

Перетворимо (9.25) з урахуванням співвідношення струмів $I_1 \approx I_2 \frac{w_2}{w_1}$ за (9.17), а саме:

$$P_E = R_1 I_2^2 \left(\frac{w_2}{w_1} \right)^2 + R_2 I_2^2 = \left[R_1 \left(\frac{w_2}{w_1} \right)^2 + R_2 \right] I_2^2, \quad (9.26)$$

звідки видно, що електричні втрати потужності пропорційні струму вторинної обмотки в квадраті, тобто $P_E \sim I_2^2$.

У такому випадку

$$P_E = P_{E_{\text{ном}}} \frac{I_2^2}{I_{2\text{ном}}^2} = P_{E_{\text{ном}}} \beta^2, \quad (9.27)$$

де $\beta = \frac{I_2}{I_{2\text{ном}}}$ — коефіцієнт струму навантаження; $I_{2\text{ном}}$, $P_{E_{\text{ном}}}$ — номінальне значення струму вторинної обмотки й електричні втрати потужності у трансформаторі при номінальних струмах обмоток.

Магнітні втрати потужності в сталі осердя були розглянуті (8.59), і вони складаються із втрат потужності на гістерезис і вихрові струми:

$$P_M = P_{\text{ГС}} + P_{\text{ВХ}}. \quad (9.28)$$

Відомо, що магнітні втрати потужності породжуються змінним магнітним потоком, причому $P_M \sim \Phi_m^2$ (8.62). Тому втрати P_M можна вважати постійними, тобто незалежними від струму навантаження трансформатора, адже в робочому діапазоні навантаження амплітуда потоку $\Phi_m \approx \text{const}$ (9.11), (9.12). Водночас величина P_M залежить від прикладеної напруги; якщо урахувати (9.13), то

$$P_M \sim U_1^2. \quad (9.29)$$

Загальний енергетичний рівень трансформатора оцінюється його повною номінальною потужністю

$$S_{\text{ном}} \approx U_{1\text{ном}} I_{1\text{ном}} \quad \text{або} \quad S_{\text{ном}} \approx U_{2\text{ном}} I_{2\text{ном}}, \quad (9.30)$$

де $U_{1\text{ном}}$, $I_{1\text{ном}}$, $U_{2\text{ном}}$, $I_{2\text{ном}}$ — номінальні напруги і струми обмоток.

Коефіцієнт корисної дії (ККД) трансформатора

$$\eta = \frac{P_2}{P_1}; \quad (9.31)$$

його номінальне значення $\eta_{\text{ном}}$ може перебувати в межах $0,9 \dots 0,995$, зростаючи з одночасним підвищенням $S_{\text{ном}}$ і габаритів трансформаторів.

9.7. Експериментальні дослідження трансформатора і визначення його параметрів і характеристик

Реальні параметри створених зразків трансформаторів і їхню відповідність розрахунковим даним можна виявити на основі експериментальних досліджень. При дослідженні трансформаторів особливу роль відводять режимам *неробочого ходу* (НХ) і *дослідного короткого замикання* (КЗ). Ці досліді дозволяють випробувати трансформатори при роздільній дії напруг і струмів та виявити параметри їхніх електричних і магнітних кіл. За результатами дослідів НХ і КЗ можна передбачити експлуатаційні характеристики трансформатора, які, за необхідності, можна отримати й експериментальним шляхом, проводячи безпосередньо випробування трансформаторів у режимі навантаження.

9.7.1. Дослід неробочого ходу

Схема проведення цього досліді подана на рис. 9.5, де Т — досліджуваний трансформатор; Т1 — автотрансформатор, що дозволяє регулювати напругу на затискачах А-Х первинної обмотки трансформатора Т. Вторинна обмотка (затискачі а-х) розімкнута, тобто НХ — трансформатор без навантаження.

Критеріями проведення досліді НХ є подача на первинну обмотку трансформатора її номінальної напруги $U_{10} = U_{1\text{ном}}$, а також відсутність вторинного струму, тобто $I_2 = 0$.

При досліді НХ вимірюється напруга вторинної обмотки U_{20} , струм первинної обмотки I_{10} , потужність P_0 , що надходить на первинну обмотку.

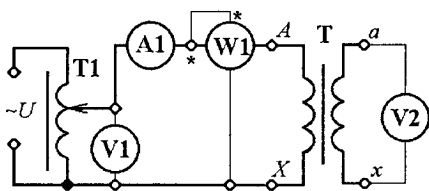


Рис. 9.5. Схема досліді НХ

На підставі вимірювань додатково визначають такі параметри трансформатора.

1. Номінальна напруга вторинної обмотки: $U_{2\text{ном}} = U_{20}$.

2. Коефіцієнт трансформації напруг: $k_U = \frac{U_{10}}{U_{20}}$, причому при НХ він виходить найближчим до k_{12} за (9.6), тому що в цьому режимі напруги на обмотках найближчі і до їхніх ЕРС: $U_{10} \approx E_1$; $U_{20} = E_2$.

3. Відсотковий вираз струму НХ відносно номінального значення струму:

$$i_0 = \frac{I_{10}}{I_{1\text{ном}}} 100\%. \quad (9.32)$$

У якісному трансформаторі i_0 повинен знаходитися в межах (3...8) %.

4. Магнітні втрати потужності:

$$P_M = P_0, \quad (9.33)$$

з урахуванням того, що потужність $P_2 = 0$, а електричні втрати потужності (9.25) можна знехтувати (струм I_{10} є порівняно малим, а струм $I_2 = 0$), а от магнітні втрати (9.28) присутні повністю, оскільки за (9.29) $P_M \sim U_1^2$, а напруга подана номінальна.

5. Повний, активний і індуктивний опори трансформатора при

$$\text{НХ: } Z_0 = \frac{U_{10}}{I_{10}}; \quad R_0 = \frac{P_0}{I_{10}^2}; \quad X_0 = \sqrt{Z_0^2 - R_0^2}.$$

9.7.2. Дослід короткого замикання

Схема проведення цього дослідження зображена на рис. 9.6. Вторинна обмотка (затискачі a і x) замкнута накоротко (амперметр A_2 має дуже малий внутрішній опір і не змінює ситуації).

Якщо було би подано $U_1 = U_{1\text{ном}}$ — то це був би аварійний режим. Дослідне КЗ не шкодить трансформатору, оскільки критерієм його проведення є подача в первинну обмотку її номінального струму $I_{1к} = I_{1\text{ном}}$. Практично напругу плавно підвищують від нуля

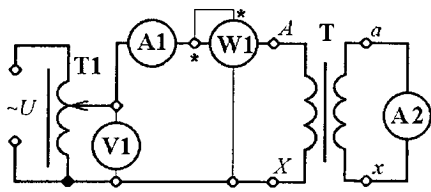


Рис. 9.6. Схема дослідження КЗ

до того часу, поки струм у первинній обмотці не досягне вказаної величини.

У досліді КЗ вимірюється напруга первинної обмотки $U_{1к}$, струм вторинної обмотки $I_{2к}$, потужність P_k , яка надходить на первинну обмотку (напруга вторинної обмотки $U_{2к}$ при КЗ дорівнює нулю).

На підставі вимірювань додатково визначають такі параметри трансформатора.

1. Номінальний струм вторинної обмотки: $I_{2ном} = I_{2к}$.

2. Коефіцієнт трансформації струмів: $k_I = I_{2к} / I_{1к}$, який повинен відповідати k_U .

3. Відсотковий вираз напруги КЗ відносно номінального значення:

$$u_k = \frac{U_{1к}}{U_{1ном}} 100\%, \quad (9.34)$$

і в якісному трансформаторі він повинен знаходитись в межах (3...10) %.

4. Струм аварійного КЗ при $U_1 = U_{1ном}$, тобто: $I_{1акз} = \frac{U_{1ном}}{U_{1к}} I_{1к}$.

5. Електричні втрати потужності (9.27) при номінальних струмах:

$$P_{Еном} = P_k, \quad (9.35)$$

з урахуванням того, що потужність $P_2 = 0$, а магнітними втратами потужності можна знехтувати (напруга $U_{1к}$ є порівняно малою, а $P_M \sim U_1^2$), електричні ж втрати присутні повністю, тому що $P_E \sim I_2^2$. З урахуванням останнього, електричні втрати можна визначити і при інших значеннях струму I_2 за формулою (9.27).

6. Повний, активний і індуктивний опори трансформатора при

КЗ: $Z_k = \frac{U_{1к}}{I_{1к}}$; $R_k = \frac{P_k}{I_{1к}^2}$; $X_k = \sqrt{Z_k^2 - R_k^2}$. Ці опори несумірно менші, ніж Z_0 , R_0 і X_0 при НХ.

9.7.3. Дослідження навантаження і експлуатаційні (робочі) характеристики трансформатора

Схема досліджень трансформатора в режимі навантаження подана на рис. 9.7. До вторинної обмотки підключено реостат з регульовальним активним опором R_H .

Критеріями проведення досліду навантаження є подача на первинну обмотку трансформатора і номінальної напруги $U_1 = U_{1\text{ном}}$ і зміна опору R_H в таких межах,

щоб отримати ряд вимірювань усіх величин у діапазоні зміни струму навантаження I_2 від 0 (НХ) до номінального значення $I_{2\text{ном}}$ (допускається перевищення цього значення на 10 %).

У заданому ряді точок вимірюються напруга вторинної обмотки U_2 , струми первинної I_1 і вторинної I_2 обмоток, потужність P_1 , що надходить на первинну обмотку.

За даними вимірювань визначаються такі параметри трансформатора:

1) активна потужність (9.22), яка передається із вторинної обмотки у навантаження, причому $\cos \varphi_H = 1$, оскільки навантаження R_H активне;

2) ККД трансформатора за (9.31);

3) коефіцієнт потужності $\cos \varphi_1 = \frac{P_1}{U_1 I_1}$, отриманий із (9.21).

На основі вимірювань і розрахунків можна побудувати експлуатаційні (робочі) характеристики трансформатора — залежності

$U_2(\beta)$, $I_1(\beta)$, $\eta(\beta)$ і $\cos \varphi_1(\beta)$, де за аргумент (незалежну змінну) прийнято коефіцієнт струму навантаження $\beta = \frac{I_2}{I_{2\text{ном}}}$ — струм I_2 у відносних одиницях.

Усі ці характеристики мають для більшості трансформаторів типовий вигляд і подані на рис. 9.8 в безрозмірній формі. Пояснимо характеристики.

Крива $I_1(\beta)$ починається зі значення струму НХ I_{10} і далі все більше наближується до прямої лінії з урахуванням

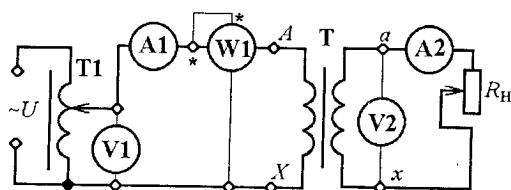


Рис. 9.7. Схема досліду навантаження

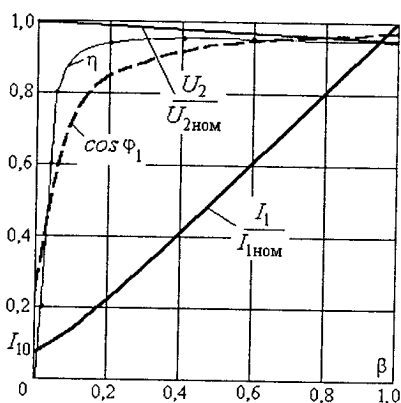


Рис. 9.8. Робочі характеристики трансформатора

відомого зв'язку струмів (9.16), (9.17) через коефіцієнт трансформації.

Залежність $U_2(\beta)$ має власну назву — *зовнішня характеристика*. Зі зростанням струмів в обмотках збільшуються спади напруги на їхніх активних і індуктивних опорах (на векторній діаграмі на рис. 9.4 ці спади зображені як $R_1 I_1$, $E_{1\sigma}$, $R_2 I_2$, $E_{2\sigma}$). Відповідно напруга на вихідних затискачах трансформатора зменшується (звичайно не більше, ніж на 5 % від $U_{2ном}$).

Характерний вигляд кривої ККД $\eta(\beta)$ спричинений сукупністю залежностей потужностей і втрат потужності від струму навантаження, поданих в підрозділі 9.6, і які ще будуть розглянуті далі в числовому прикладі.

Залежність $\cos\varphi_1(\beta)$ зумовлюється співвідношенням активних і реактивних опорів обмоток трансформатора і його навантаження. При НХ $\cos\varphi_1$ відповідає власне трансформатору, а далі зі збільшенням струму навантаження наближається до того значення $\cos\varphi_n$, яке відповідає навантаженню (у даному разі до 1, оскільки навантаження — активний опір).

9.8. Зміна напруги на затискачах вторинної обмотки трансформатора при навантаженні

Зовнішню характеристику трансформатора $U_2(\beta)$, яка зображена на рис. 9.8, можна отримати розрахунковим шляхом, використовуючи паспортні дані трансформатора, де звичайно приводиться напруга КЗ u_k у відсотках (9.34), а також втрати потужності в цьому режимі P_k .

З урахуванням цього напруга короткого замикання $U_{1к} = \frac{u_k}{100\%} U_{1ном}$ і фазовий зсув (рис. 9.9) між цією напругою і струмом при КЗ із (9.21) $\varphi_k = \arccos \frac{P_k}{U_{1к} I_{1ном}}$ (враховано, що дослідне КЗ проводиться при номінальному струмі первинної обмотки).

При КЗ напруга $U_{1к}$ приходиться на внутрішній опір обмоток трансформатора. При НХ струм у первинній обмотці дуже малий, а у вторинній обмотці відсутній. Тому внутрішнім спадом напруги на опорі Z_k можна знехтувати і напруга вторинної обмотки U_{20} виявиться найбільшою. Зі збільшенням струму навантаження

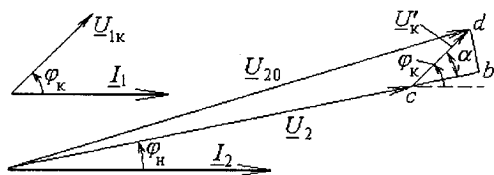


Рис. 9.9. Часткові векторні діаграми трансформатора

коефіцієнту трансформації, тому приблизно можна вважати, що між струмом вторинної обмотки I_2 і внутрішнім падінням напруги $\underline{U}'_к$ такий же фазовий зсув, як між I_1 і $\underline{U}_{1к}$. Це показано на векторній діаграмі вторинних величин (див. рис. 9.9), де струм I_2 і напруга \underline{U}_2 побудовані під кутом $\varphi_н$, який зумовлює навантаження $Z_н$ трансформатора (див. рис. 9.2), а напруга НХ визначена підсумовуванням $\underline{U}_{20} = \underline{U}_2 - \underline{U}'_к$.

Зміна діючого значення вторинної напруги ΔU_2 на рис. 9.9 приблизно відповідає ділянці cb . Із трикутника cbd , в якому кут $\alpha = \varphi_к - \varphi_н$, отримаємо $\Delta \underline{U}_2 = \underline{U}'_к \cos(\varphi_к - \varphi_н)$. З урахуванням пропорційності первинних і вторинних величин (9.10) та (9.17) можна вважати, що $\underline{U}'_к$ має таку ж частку від U_{20} , як і $U_{1к}$ від $U_{1ном}$, тому замість $\underline{U}'_к$ можна використовувати відсотковий вираз $u_к$.

З огляду на зазначене, на практиці використовують приблизну формулу напруги на затискачах вторинної обмотки:

$$U_2 = U_{20} \left[1 - \beta \frac{u_к}{100} \cos(\varphi_н - \varphi_к) \right], \quad (9.36)$$

де враховано, що спад напруги всередині трансформатора пропорційний струмові навантаження (останній подається виразом у безрозмірній формі через коефіцієнт струму навантаження

$\beta = \frac{I_2}{I_{2ном}}$, що вже згадувався).

9.9. Залежність ККД трансформатора від коефіцієнта струму навантаження

Вихідний вираз ККД (9.31) з урахуванням (9.23):

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + \Delta P} \quad (9.37)$$

перетворимо до вигляду, придатного для використання паспортних даних трансформатора.

Корисна потужність, що віддається навантаженню за (9.22):

$$P_2 = U_2 I_2 \cos \varphi_H = U_{2\text{НОМ}} \beta I_{2\text{НОМ}} \cos \varphi_H = \beta S_{\text{НОМ}} \cos \varphi_H, \quad (9.38)$$

де враховано, що на вихідних затискачах напруга мало залежить від навантаження і $U_2 \approx U_{2\text{НОМ}}$; струм $I_2 = \beta I_{2\text{НОМ}}$; номінальна повна потужність за (9.30) $S_{\text{НОМ}} = U_{2\text{НОМ}} I_{2\text{НОМ}}$.

Втрати потужності (9.24):

$$\Delta P = P_M + P_E = P_0 + \beta^2 P_{\text{ЕНОМ}} = P_0 + \beta^2 P_K, \quad (9.39)$$

де враховані вирази магнітних і електричних втрат потужності, що подані в (9.27), (9.33) і (9.35).

Таким чином, із (9.37), з урахуванням (9.38) і (9.39), отримаємо загальну залежність ККД від коефіцієнта струму навантаження β :

$$\eta = \frac{\beta S_{\text{НОМ}} \cos \varphi_H}{\beta S_{\text{НОМ}} \cos \varphi_H + P_0 + \beta^2 P_K}. \quad (9.40)$$

Для того щоб визначити значення $\beta_{\eta\text{макс}}$, при якому ККД досягає максимуму, треба з цього виразу отримати $\frac{d\eta}{d\beta} = 0$. Розв'язання отриманого рівняння відносно β дає результат $\beta_{\eta\text{макс}} = \sqrt{P_0 / P_K}$, тобто ККД є максимальним тоді, коли магнітні втрати в сталі P_0 (постійні) дорівнюють електричним втратам потужності в обмотках $\beta_{\eta\text{макс}}^2 P_K$ (змінним).

9.10. Приклади розрахунку параметрів і характеристик трансформатора

Приклад 9.1. Розрахунок напруг і струмів трансформатора.

Однофазний трансформатор (див. рис. 9.2 і 9.3) має паспортні номінальні дані: повна потужність $S_{\text{НОМ}} = 12$ кВА; напруги первинної і вторинної обмоток $U_{1\text{НОМ}} = 220$ В, $U_{2\text{НОМ}} = 133$ В. Напруга короткого замикання $u_k = 5\%$ (9.34). Струм неробочого ходу $i_0 = 8\%$ (9.32).

Визначимо наступний ряд параметрів трансформатора.

Коефіцієнт трансформації (9.1) $n = \frac{U_{1\text{НОМ}}}{U_{2\text{НОМ}}} = \frac{220}{133} = 1,654$.

Номінальні струми обмоток із (9.30)

$$I_{1\text{НОМ}} = \frac{S_{\text{НОМ}}}{U_{1\text{НОМ}}} = \frac{12 \cdot 10^3}{220} = 54,5 \text{ А}; \quad I_{2\text{НОМ}} = \frac{S_{\text{НОМ}}}{U_{2\text{НОМ}}} = \frac{12 \cdot 10^3}{133} = 90,2 \text{ А}.$$

Напруга в режимі дослідного КЗ із (9.34)

$$U_{1\text{К}} = \frac{u_{\text{К}} \cdot U_{1\text{НОМ}}}{100} = \frac{5 \cdot 220}{100} = 11 \text{ В}.$$

Струми аварійного КЗ обмоток при номінальній напрузі

$$I_{1\text{АКЗ}} = I_{1\text{НОМ}} \frac{U_{1\text{НОМ}}}{U_{1\text{К}}} = 54,5 \cdot \frac{220}{11} = 1090 \text{ А}; \quad I_{2\text{АКЗ}} = I_{1\text{АКЗ}} \cdot n = 1090 \cdot 1,654 = 1803 \text{ А}.$$

Струм у режимі НХ із (9.32) $I_{10} = \frac{i_0 \cdot I_{1\text{НОМ}}}{100} = \frac{8 \cdot 54,5}{100} = 4,36 \text{ А}.$

Приклад 9.2. Розрахунок зовнішньої характеристики.

Однофазний трансформатор (див. рис. 9.2) має номінальні дані: напруги первинної і вторинної обмоток $U_{1\text{НОМ}} = 660 \text{ В}$, $U_{2\text{НОМ}} = 400 \text{ В}$; струм первинної обмотки $I_{1\text{НОМ}} = 3,8 \text{ А}$. У режимі дослідного КЗ втрати потужності $P_{\text{К}} = 80 \text{ Вт}$ і напруга $U_{1\text{К}} = 33 \text{ В}$. Активно-індуктивне навантаження має $\cos \varphi_{\text{Н}} = 0,75$.

Розрахуємо і побудуємо зовнішню характеристику трансформатора, а для цього підготуємо необхідні дані для формули (9.36): напруга короткого замикання (9.34) у відсотках від номінального

значення $u_{\text{К}} = \frac{U_{1\text{К}}}{U_{1\text{НОМ}}} \cdot 100\% = \frac{33}{660} \cdot 100\% = 5\%$; напруга вторинної

обмотки в режимі НХ $U_{20} = U_{2\text{НОМ}} = 400 \text{ В}$; кут зсуву фаз між струмом і напругою при дослідному КЗ:

$$\varphi_{\text{К}} = \arccos\left(\frac{P_{\text{К}}}{U_{1\text{К}} \cdot I_{1\text{НОМ}}}\right) = \arccos\left(\frac{80}{33 \cdot 3,8}\right) = 50,36^\circ;$$

кут зсуву фаз між струмом і напругою на навантаженні $\varphi_{\text{Н}} = \arccos(\cos \varphi_{\text{Н}}) = \arccos(0,75) = 41,41^\circ$.

Після підстановок маємо формулу:

$$U_2 = 400 \left[1 - \beta \frac{5}{100} \cos(41,41^\circ - 50,36^\circ) \right] = 400(1 - 0,0494\beta) \text{ В}.$$

Відповідно до цієї формули зовнішня характеристика (рис. 9.10) є прямою лінією, яка проводиться через дві точки: a (координати $\beta = 0$; $U_2 = 400 \text{ В}$), b (координати $\beta = 1$; $U_2 = 380 \text{ В}$).

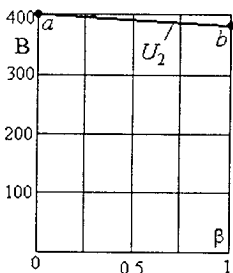


Рис. 9.10. Зовнішня характеристика трансформатора

Приклад 9.3. Розрахунок залежності ККД від коефіцієнта струму навантаження.

Повна номінальна потужність однофазного трансформатора (див. рис. 9.2) $S_{\text{ном}} = 6$ кВА; втрати потужності в режимі НХ $P_0 = 60$ Вт і в режимі дослідного КЗ $P_{\text{к}} = 200$ Вт. У активно-індуктивного навантаження $\cos \varphi_{\text{н}} = 0,75$.

Підставимо відомі величини в формулу (9.40) для ККД і отримуємо для даного трансформатора:

$$\eta = \frac{\beta \cdot 6 \cdot 10^3 \cdot 0,75}{\beta \cdot 6 \cdot 10^3 \cdot 0,75 + 60 + \beta^2 \cdot 200} = \frac{4500\beta}{4500\beta + 60 + \beta^2 \cdot 200}$$

Для низки значень β від НХ ($\beta = 0$) до номінального навантаження ($\beta = 1$) розраховуємо за формулою числову залежність $\eta(\beta)$ (табл. 9.1) і будуємо графік на рис. 9.11.

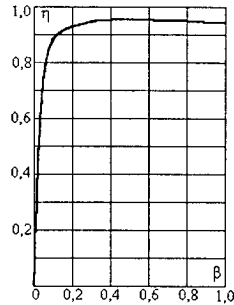


Рис. 9.11.

Характеристика ККД трансформатора

9.11. Класифікація трансформаторів

Сфера використання трансформаторів дуже широка. Конструкцію трансформатора визначає його призначення. З огляду на це трансформатори підрозділяють на такі основні види.

1. Силкові трансформатори — це основний вид, який застосовується в системах передачі і розподілу енергії, для установок з перетворювачами струму, в колах управління електроприводами, в мережах місцевого освітлення. На рис. 9.12 показано багатоступінчасту систему перетворення електроенергії, що виробляється трифазним синхронним генератором G з лінійною напругою 20 кВ, за допомогою силових трансформаторів.

2. Силкові спеціальні — пічні, зварювальні, які мають високі значення струмів вторинних обмоток.

Таблиця 9.1. Дані розрахунку характеристики ККД трансформатора

β	0	0,05	0,1	0,2	0,3	0,4
η	0	0,788	0,879	0,93	0,945	0,951
β	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
η	0,953	0,953	0,952	0,95	0,948	0,945

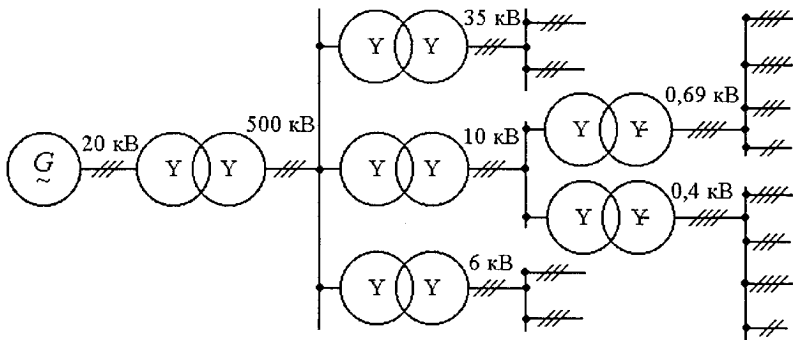


Рис. 9.12. Схематичне подання електроенергетичної системи

3. Вимірювальні — для вмикання електричних вимірювальних приладів у мережі високої напруги або сильного струму (підрозділ 9.14).

4. Випробувальні — для отримання надвисоких напруг.

5. Радіотрансформатори — малопотужні трансформатори у пристроях радіо і провідного зв'язку, в системах автоматики і телемеханіки тощо.

6. Повітряні (без осердя) — при високих частотах: 100 кГц і вище.

Є також спеціальний тип трансформатора — *автотрансформатор*, в якому обмотка НН є частиною обмотки ВН (підрозділ 9.12).

Трансформатори одного призначення можуть відрізнятися:

а) за видом охолодження — з повітряним або олійним (масляним) охолодженням: у другому випадку застосовується спеціальна трансформаторна олія (масло — рос.), яка знаходиться в баці з трансформатором;

б) за числом фаз, що трансформуються, — однофазні, трифазні або багатофазні (див. підрозділ 9.13);

в) за формою магнітопроводу: стрижневі, броньові, броньострижневі, тороїдні;

г) за числом обмоток — двохобмоткові (див. рис. 9.2) і багатообмоткові (одна первинна і дві або більше вторинних обмоток на різні напруги);

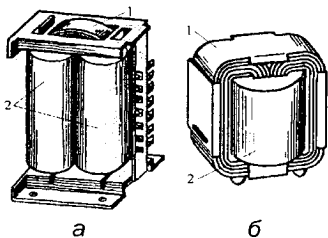


Рис. 9.13. Малопотужні однофазні трансформатори

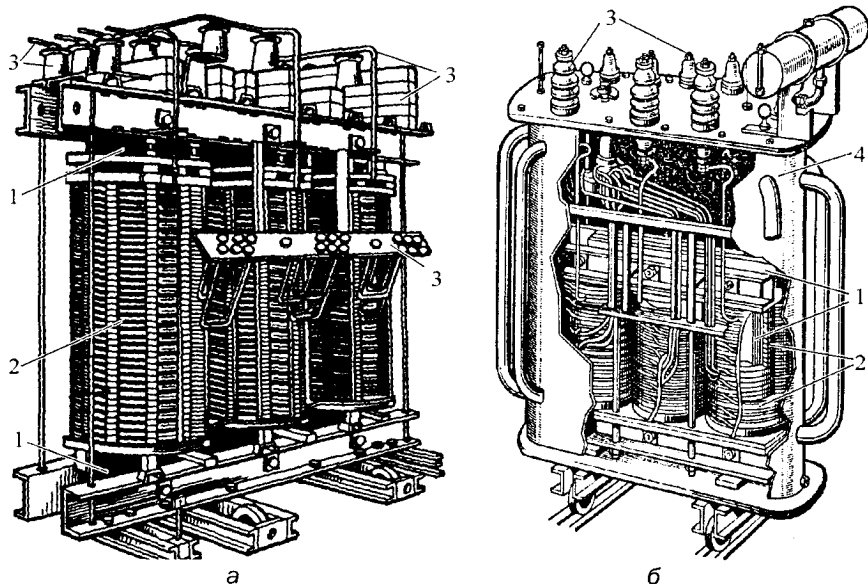


Рис. 9.14. Трифазні трансформатори великої потужності

д) за конструкцією обмоток вони можуть бути концентричними або такими, що чергуються.

Як приклади, на рис. 9.13 зображені малопотужні однофазні трансформатори з а) стрижневою і б) з броньовою конструкцією магнітопроводу. На рис. 9.14 наведені конструкції трифазних трансформаторів великої потужності (сотні МВА): а) з повітряним охолодженням – сухий (кожух не зображено); б) з олійним охолодженням. На рис. 9.13 і рис. 9.14 позначено: 1 – осердя; 2 – обмотки; 3 – панелі виводів обмоток і ізоляторів; 4 – бак для олії.

Трансформатори мають умовне буквено-цифрове позначення: О – однофазний; Т – трифазний (для автотрансформаторів спочатку ставиться А); М – олійне (масляне) охолодження; Д – повітряне дуття; МЦ – примусова циркуляція олії (масла); С – повітряне охолодження; СД – повітряне з дуттям.

Після букв йдуть цифри дробом: номінальна потужність (кВА) / напруга обмотки ВН (кВ), потім – рік розробки, наприклад: ТМ-100/10-96.

На щитку трансформатора вказують його номінальні дані:

1. Напруги (лінійні) — вища і нижча. Стандартними є значення напруг: для трансформаторів електростанцій і підстанцій 1200, 787, 525, 347, 242, 165, 121, 38,5 кВ (1150, 750, 500, 330, 220, 150, 110, 35 кВ); на підстанціях підприємств 6, 10, 35 кВ; у розподільних мережах (лінійна/фазна): 0,69/0,4; 0,4/0,23; 0,23/0,133 кВ (660/380; 380/220; 220/127 В).

2. Номінальна повна потужність (ВА або кВА).

3. Лінійні струми при номінальній потужності (А).

Вказуються також частота (Гц); число фаз; схема і група з'єднань обмоток (для трифазного); напруга короткого замикання; режим роботи — короткочасний або тривалий; спосіб охолодження.

Виводи обмоток вищої та нижчої напруг позначають: A — початок, X — кінець; a — початок, x — кінець, у трифазних — AX , BY , CZ , ax , by , cz .

9.12. Автотрансформатори

Схематично автотрансформатор зображено на рис. 9.15, і він відрізняється від звичайного трансформатора тим, що обмотка НН з кількістю витків w_2 є частиною обмотки ВН з кількістю витків w_1 . Таким чином, обмотки мають електричний зв'язок.

Співвідношення напруг, як і в підрозділі 9.3, підпорядковується коефіцієнту трансформації (9.10).

Подібно рівнянню МДС (9.15), тут можна записати $\underline{I}_{10}w_1 = \underline{I}_1(w_1 - w_2) + \underline{I}_{12}w_2$ і, якщо знехтувати малою величиною струму НХ I_{10} , то для діючого значення струму на ділянці з кількістю витків w_2 можна

$$\text{приблизно отримати } I_{12} \approx \left(\frac{w_1}{w_2} - 1 \right) I_1.$$

Якщо це порівняти з виразом (9.17) для струмів звичайного трансформатора, то можна зробити висновок, що тепер струм у вторинній частині обмотки трансформатора суттєво менший, ніж струм I_2 у навантаженні.

У результаті використання автотрансформатора дозволяє зменшити

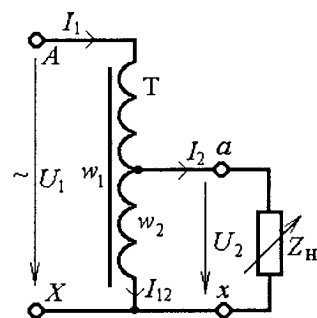


Рис. 9.15. Схематичне подання автотрансформатора

електричні втрати потужності і витрату провідника обмотки (замість двох на ділянці з w_2 тепер одиночний провідник).

Автотрансформатор можна вмикати як за схемою зниження напруги (рис. 9.16, а), так і за схемою її підвищення (рис. 9.16, б), струми, природно, мають зворотне співвідношення (9.17). Стрілка на одному із виводів відповідає рухомому контакту, чим забезпечується можливість регулювання вторинної напруги.

Поряд із перевагами, автотрансформатори мають і недолік. Так, при обриві спільної ділянки обмоток (рис. 9.15) більш висока напруга U_1 безпосередньо попадає на навантаження Z_H , яке на цю напругу, як правило, не розраховане. Результатом може бути пошкодження цього навантаження і небезпека для обслуговуючого персоналу.

9.13. Трифазні трансформатори

Оскільки виробництво і передача електроенергії на великі відстані (див. рис. 9.12), а також її використання у трифазних асинхронних і синхронних двигунах, в установках з трифазними випрямлячами і в інших випадках здійснюються у вигляді трифазної системи змінного струму, то для такої системи необхідно мати трифазні трансформатори.

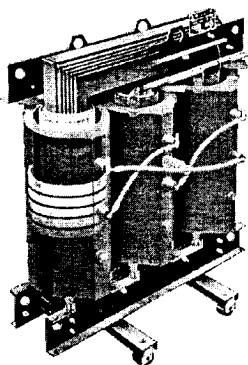


Рис. 9.17. Будова трифазного трансформатора

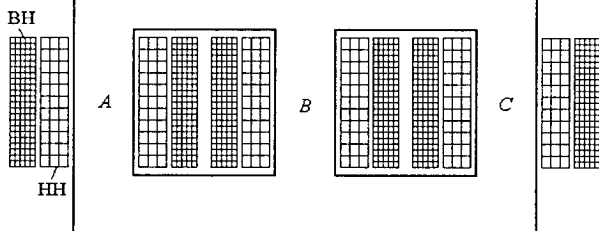


Рис. 9.18. Схема конструкції трифазного трансформатора

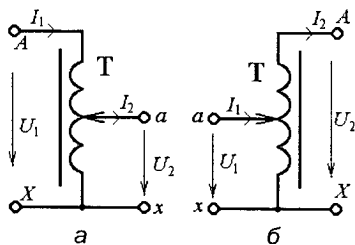


Рис. 9.16. Включення автотрансформатора на зниження та підвищення напруги

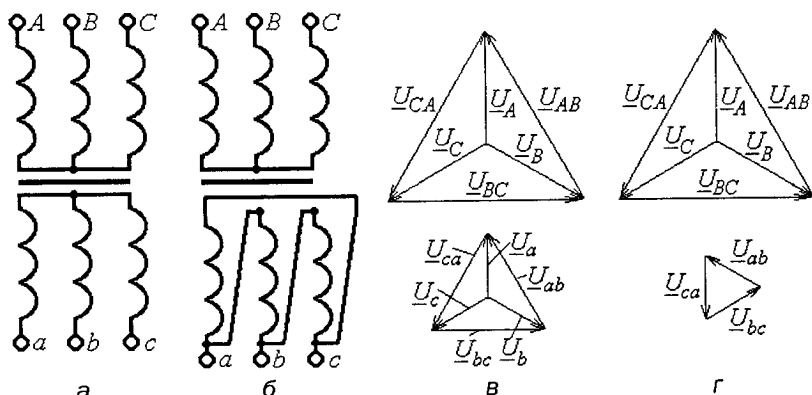


Рис. 9.19. Схеми з'єднання обмоток трифазного трансформатора та відповідні векторні діаграми напруг

Трансформування енергії трифазної системи струмів можна здійснювати трьома однофазними трансформаторами або спеціальним трифазним трансформатором, який виходить дешевше і менших габаритів. Конструкція трифазного трансформатора наведена на рис. 9.17 і рис. 9.18, де на кожний зі стрижнів А, В і С осердя надівають обмотки ВН і НН, що належать до однієї відповідної фази.

Як первинні, так і вторинні обмотки можуть з'єднуватися в «трикутник» і «зірку», як показано на рис. 9.19: а) схема «зірка»—«зірка» Y/Y ; б) схема «зірка»—«трикутник» Y/Δ . У «зірці» може бути виведена і нейтральна точка, і тоді отримаємо, наприклад, варіант Y/Y .

Залежно від схеми з'єднання лінійні напруги на вихідних затискачах вторинної обмотки можуть збігатися за фазою з однойменними лінійними напругами первинної обмотки (як на рис. 9.19, в для схеми на рис. 9.19, а) або бути зсунутими за фазою на 30° (як на рис. 9.19, г для схеми на рис. 9.19, б).

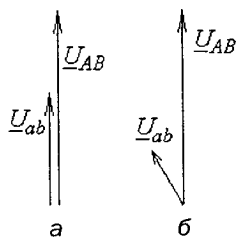


Рис. 9.20. До поняття груп трансформаторів

Відповідне взаємне положення векторів лінійних напруг показано на рис. 9.20. З огляду на це введено поняття групи з'єднань. Використовуючи аналогію зі стрілками годинників, варіант на рис. 9.20, а і, відповідно, схему на рис. 9.19, а віднесли до нульової групи (схоже на 0 годин), варіант на рис. 9.20, б і схему на рис. 9.19, б віднесли до одинадцятої групи (11 годин). Можливі й інші варіанти.

9.14. Вимірювальні трансформатори

Ці трансформатори застосовують для розширення меж вимірювання вимірювальних приладів змінного струму, що особливо необхідно при вимірюванні дуже великих напруг і струмів. Вимірювальні трансформатори дозволяють також повністю ізолювати ці прилади від кола високої напруги, в якому здійснюється вимірювання.

Трансформатор струму (ТА) використовують для вмикання амперметра (рис. 9.21, а) і послідовних кіл інших вимірювальних приладів. Ці трансформатори працюють у режимі, близькому до КЗ, і в них не можна розмикати вторинну обмотку, оскільки в цьому разі на її затискачах формується недопустимо висока напруга.

Трансформатор напруги (ТВ) використовують для вмикання вольтметрів (рис. 9.21, б) і паралельних кіл напруги інших приладів.

Умовні позначення і маркування затискачів ТА і ТВ показані на рис. 9.21, в.

При вимірюваннях покази приладів I_A і U_V належить множити на номінальні коефіцієнти трансформації k_I для ТА і k_U для ТВ. У підсумку струм і напруга в мережі, яка контролюється:

$$I = k_I I_A; \quad (9.41)$$

$$U = k_U U_V. \quad (9.42)$$

Вимірювальні прилади, що працюють у комплекті з трансформаторами, градуують у масштабі одиниць вимірюваних первинних величин.

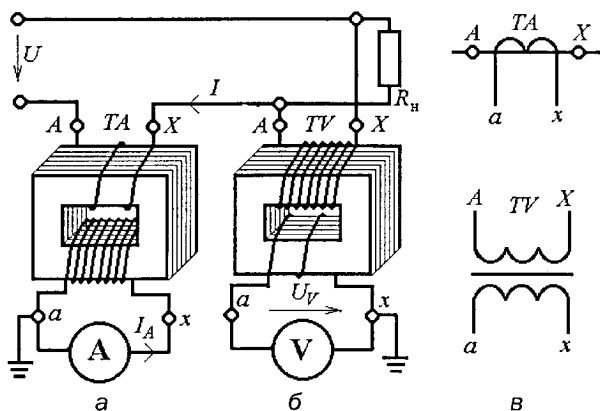


Рис. 9.21. Структура, схема включення та умовне позначення вимірювальних трансформаторів

Запитання для самоконтролю

1. Що називають трансформатором і з яких елементів він складається?
2. Поясніть принцип дії трансформатора.
3. Що таке коефіцієнт трансформації і як він пов'язує напруги та струми обмоток трансформатора?
4. Запишіть рівняння рівноваги напруг і струмів в обмотках трансформатора і поясніть фізичний зміст складових цих рівнянь.
5. Як побудувати векторну діаграму трансформатора?
6. Як визначаються корисна та споживана потужності трансформатора?
7. Які втрати потужності бувають у трансформаторі, яка їхня фізична природа?
8. Як проводять дослід неробочого ходу трансформатора і які параметри трансформатора можна визначити за даними цього дослідження?
9. Як проводять дослід короткого замикання трансформатора і які параметри трансформатора можна визначити за даними цього дослідження?
10. Як проводять дослід навантаження трансформатора і які експлуатаційні характеристики отримують за даними цього дослідження?
11. Якщо в робочому режимі трансформатора опір його навантаження зміниться, наприклад, зменшиться удвічі, то як при цьому зміниться напруга вторинної обмотки, струми обмоток, втрати потужності, магнітні потоки (основний і розсіяння), ЕРС обмоток?
12. Які спеціальні типи трансформаторів Ви знаєте і яке їхнє призначення?

10. ЕЛЕКТРИЧНІ ВИМІРЮВАННЯ

10.1. Визначення і класифікація засобів і методів електричних вимірювань

Вимірюванням називається процес порівняння дослідним шляхом фізичної величини X з її одиницею (відтвореною мірою) M , результат якого виражається числом D , а саме $X = MD$ або $D = X/M$.

Для вимірювань користуються такими технічними засобами.

Міра — зразок, який служить для дійсного відтворення одиниці вимірювання конкретної фізичної величини. Найточніша міра — еталон, який використовують для атестації зразкових мір, а за ними, у свою чергу, встановлюють *робочі міри*, що застосовуються у виробничій і лабораторній практиці.

Вимірювальний прилад — пристрій, за допомогою якого виробляється сигнал вимірювальної інформації і подається у формі, доступній сприйняттю спостерігачем.

Вимірювальний перетворювач — засіб, призначений для перетворення вимірювальної величини в сигнал вимірювальної інформації. В електровимірювальних приладах таке перетворення здійснюється за допомогою електричного струму.

Електричними методами можна виміряти практично усі електричні величини, а також значну кількість неелектричних величин. Ці методи характеризуються високими точністю і чутливістю, широким діапазоном вимірювань, можливістю передачі результатів на великі відстані, швидкодією, порівняно малими габаритами технічних засобів та ін. Електричні вимірювання ефективні для автоматичного контролю і керування технологічними процесами, для сигналізації. Причому отримана інформація може безпосередньо вводитися в ЕОМ.

За родом вимірювальної величини електровимірювальні прилади розподіляються на вимірники напруги — вольтметри V , вимірники струму — амперметри A , вимірники опору — омметри Ω , вимірники активної потужності — ватметри W , вимірники електроенергії — лічильники кіловат-годин kWh , вимірники зсуву фаз — фазометри ϕ , вимірники частоти — частотоміри Hz

та ін. Існують також комбіновані прилади, які дозволяють проводити виміри різних величин.

За видом отриманої вимірювальної інформації розрізняють прилади, що показують, реєструють, друкують, інтегрують, а також самописні і підсумовуючі.

Прилади також поділяють на аналогові та цифрові.

В *аналогових* результат має вигляд неперервної функції вимірювальної величини; в цифрових автоматично виробляються дискретні сигнали (з деяким часовим інтервалом) і результати видаються в цифровій формі.

За принципом дії і конструктивною реалізацією прилади можуть бути *електромеханічними* або *електронними*. У перших використовуються елементи, що електромеханічно взаємодіють та переміщуються. У других основними функціональними елементами є електронні блоки і ланки.

Залежно від способу отримання числового значення вимірювальної величини вимірювання підрозділяють на чотири види: прямі, непрямі, сукупні і спільні.

Пряме вимірювання безпосередньо дає значення шуканої величини: наприклад, вольтметром отримують значення вимірювальної напруги.

Непрямим називають вимірювання, при якому шукане значення вираховують на основі відомої залежності між цією величиною і величинами, що підлягають прямим вимірам. Приміром, питомий електричний опір матеріалу отримують шляхом прямих вимірювань довжини, площі перерізу й електричного опору зразка з конкретного матеріалу.

Сукупні виміри — це виміри кількох однойменних фізичних величин шляхом виконання прямих вимірів різних співвідношень цих величин. Наприклад, для поділу втрат потужності в магнітопроводі проводять два досліди при живленні котушки збудження напругою з різними частотами, вимірюючи щоразу визначений ряд величин.

Спільні виміри складаються з прямих вимірів кількох фізичних величин в умовах, що змінюються, і наступного знаходження залежності між цими величинами. Приміром, експериментальне визначення електричного опору і температурного коефіцієнта опору при різних температурах.

Крім того, розрізняють два методи вимірювань: *прямим перетворенням* і *порівнянням з мірою*. У першому випадку вимірювальна величина перетворюється на вимірювальний сигнал, і її значення видається безпосередньо на відліковий пристрій приладу. В другому — вимірювальна величина порівнюється з мірою того ж роду, каліброване значення якої підбирається до встановлення рівності, що фіксується за показом індикатора — чутливого приладу.

10.2. Вмикання електровимірювальних приладів і поширення границь вимірювань

Розглянемо три найрозповсюдженіші прилади, умовні позначення яких подані на рис. 10.1.

Струмові кола приладів, які є, наприклад, в амперметрі PA і ватметрі PW , вмикаються послідовно з навантаженням Z_N і повинні мати відносно нього несумірне малий внутрішній опір R_A . Кола напруги, які є, наприклад, у вольтметрі PV і ватметрі PW , вмикаються паралельно навантаженню Z_N і повинні мати відносно нього несумірно більший внутрішній опір R_V . У приладів, що мають обидва кола, наприклад, у ватметра і фазометра, однойменні (вхідні з боку джерела) затискачі вимірювальних котушок напруги U і струму I маркуються зірочкою або точкою (рис. 10.1).

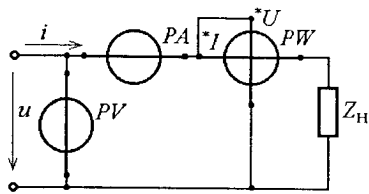


Рис. 10.1. Схема вимірювання напруги, струму і потужності приймача електроенергії

При виборі приладу, поряд з іншими класифікаційними ознаками, орієнтуються насамперед на його границі вимірювання: I_N — струмових кіл і U_N — кіл напруги. Існують як односторонні, так і багаторічні прилади, причому, якщо в приладі є обидва кола, наприклад у ватметрі, то границі I_N і U_N вибирають незалежно.

В аналогових приладах з одним вимірювальним колом ціну поділки шкали:

$$C_{\pi,k} = \Pi_{N,k} / N, \quad (10.1)$$

що має N поділок, визначають з урахуванням вибраної k -ї границі вимірювання $\Pi_{N,k}$ (наприклад струму $I_{NA,k}$, напруги $U_{NV,k}$ та ін.).

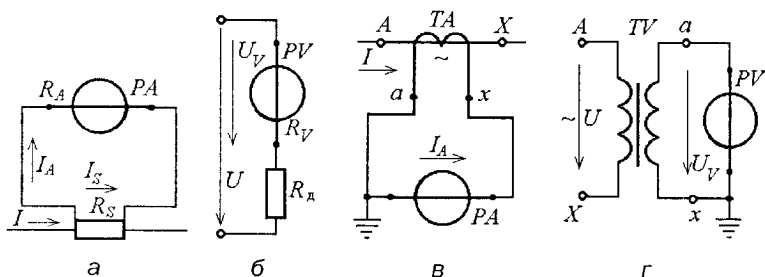


Рис. 10.2. Варіанти розширення границь вимірювання струму та напруги

За наявності незалежних вимірювальних кіл ціну поділки визначають з урахуванням вибраних границь кожної з них. Наприклад, у ватметрі при встановленні k -ї границі напруги $U_{NW,k}$ та m -ї границі струму $I_{NW,m}$ ціна поділки шкали з потужності:

$$C_{W,km} = (U_{NW,k} \cdot I_{NW,m}) / N_W. \quad (10.2)$$

При відхиленні покажчика приладу (наприклад, стрілки) на n_{Π} поділок, вимірювальну величину знаходять за вже відомою ціною поділки $C_{\Pi,k}$, тобто:

$$X_B = C_{\Pi,k} \cdot n_{\Pi}. \quad (10.3)$$

Якщо необхідно використати прилади в колах з напругою U і струмом I , що перевищують відповідні границі U_N і I_N , то для поширення струмових границь можна застосувати шунт або трансформатор струму (ТА), границь напруги — додатковий резистор або трансформатор напруги (ТВ) (рис. 10.2).

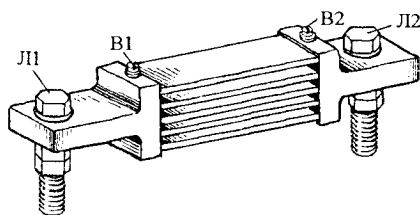


Рис. 10.3. Вимірювальний шунт

Шунти і додаткові резистори можна використовувати як у колах постійного, так і змінного струму, причому в другому випадку вони, як і внутрішні кола приладів, повинні бути безреактивними, тобто мати тільки активні опори. Вимірювальні трансформатори зручні в колах синусоїдного струму.

Якщо амперметр має границю вимірювання I_{NA} , то для отримання нової границі вимірювання I_{NAS} необхідний шунт (рис. 10.2, а) з опором $R_S = R_A / (m_A - 1)$, де $m_A = I_{NAS} / I_{NA}$ — коефіцієнт шунтування. Конструкція вимірювального шунта на великі струми наведена на рис. 10.3, де Л1, Л2 — лінійні, В1, В2 — вимірювальні затискачі.

Якщо вольтметр має границю вимірювання U_{NV} , то нову границю вимірювання $U_{NVД}$ забезпечує додатковий резистор (рис. 10.2, б) з опором $R_D = (m_V - 1)R_V$, де $m_V = U_{NVД} / U_{NV}$.

При використанні вимірювальних трансформаторів розширені границі відповідно складають $I_{НАТ} = k_I I_{NA}$ (рис. 10.2, в); $U_{NVT} = k_U U_{NV}$ (рис. 10.2, г), де k_I, k_U — коефіцієнти трансформації ТА і TV.

Принципова конструкція вимірювальних трансформаторів вже подавалась на рис. 9.21. На рис. 10.4 зображено вимірювальні кліщі СМР-1, у яких трансформатор струму суміщений з мультиметром — багатофункціональним портативним приладом. Для вимірювання струму достатньо натиснути на кнопку і охопити кліщами провід з ним. Та частина, яка охоплює провід, є магнітопроводом, а власне провід стає одновитковою первинною обмоткою. Вторинна багатовиткова обмотка усередині приладу з'єднана з вимірювальним механізмом. Вибір діапазонів вимірювання здійснюється автоматично і прилад вимірює змінний струм до 400 А з роздільною здатністю 10 мА. При використанні додаткових проводів прилад може вимірювати напругу постійного та змінного струму до 600 В та електричний опір до 4 кОм. Якщо опір менше 10 Ом, то подається звуковий сигнал — таким чином можна перевіряти цілісність електричних з'єднань.

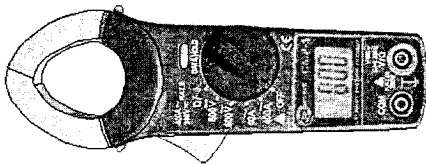


Рис. 10.4. Вимірювальні кліщі з мультиметром

10.3. Похибки приладів та вимірювань

Вимірювання практично завжди супроводжують похибки, які спричинюються як неточністю приладів та інших технічних засобів вимірювань, так і недоліками самого процесу вимірювання. У результаті вимірювання величина X_B відрізняється від реально існуючої X_D — це *абсолютна похибка*:

$$\Delta X = X_B - X_D \quad (10.4)$$

або подана у відсотках *відносна похибка*:

$$\delta_X = \frac{\Delta X}{X_D} \cdot 100\% \quad (10.5)$$

Похибка приладу, яка з'являється в нормальних умовах експлуатації, обумовлених у його паспорті, називається основною; при порушенні цих умов можлива *додаткова* похибка.

Точність приладу визначається основною зведеною похибкою:

$$\gamma_{зв} = \frac{|\Delta X|}{X_N} \cdot 100\% = \frac{|X_B - X_D|}{X_N} \cdot 100\%, \quad (10.6)$$

де X_N — нормувальне значення шкали приладу, за яке зазвичай беруть верхню границю вимірювання приладу, хоча можливо й інше.

За найбільшим у межах робочої частини шкали значенням $\gamma_{зв}$ визначають клас точності приладу K_{Π} . Для серійних приладів дозволено класи точності, встановлені стандартами, наприклад, для амперметрів і вольтметрів прийнято класи точності: 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1,0; 1,5; 2,5; 4,0; 5,0. При цьому повинна виконуватися умова: максимальна зведена похибка $\gamma_{зв \max} \leq K_{\Pi}$.

При класифікації приладів для обчислення $\gamma_{зв}$ величину X_D визначають за допомогою зразкових приладів суттєво вищого класу точності або за еталонними мірами.

Прирівнюючи зведену похибку $\gamma_{зв}$ (10.6) до класу точності приладу K_{Π} , отримуємо формулу:

$$\delta_X = K_{\Pi} \frac{X_N}{X_B}, \quad (10.7)$$

яка дозволяє оцінити у відсотках точність вимірювання. Звідси очевидно, що для підвищення точності вимірювання необхідно, щоб границя вимірювання приладу X_N була якомога ближчою до вимірюваного значення X_B .

Похибка, що виникає через недосконалість вимірювань, називається *методичною*, або *похибкою методу*. Причиною такої похибки може бути спотворення режиму роботи дослідного електричного кола, викликане вмиканням приладу в це коло, оскільки внутрішній опір приладу має скінчене значення. Вносять свою частку похибки у вимірювання і згадані вже пристрої (див. рис. 10.2), які розширюють границі вимірювань приладів, тому що ці пристрої також мають цілком конкретні класи точності.

Приклади розв'язання задач

Приклад 10.1. Ватметр має границі вимірювань за струмом $I_{NW} = 2,5; 5$ А, за напругою $U_{NW} = 30; 75; 150; 300; 450; 600$ В, кількість

поділок шкали $N_W = 150$. Він увімкнений у електричне коло за схемою на рис. 10.1. Визначити раціональні границі вимірювання ватметра й активну потужність приймача Z_H , якщо при цих границях стрілка відхилилася на $n_W = 60$ поділок. Відомо ще, що границі вимірювання вольтметра $U_{NV} = 450$ В, амперметра $I_{NA} = 7,5$ А; їхні шкали містять $N_V = 150$ і $N_A = 30$ поділок, а стрілки відхилилися на $n_V = 73,5$ і $n_A = 12$ поділок.

Розв'язання. Ціна поділки вольтметра і напруга в колі відповідно:

$$C_V = U_{NV} / N_V = 450 / 150 = 3 \text{ В/под}; \quad U_V = C_V \cdot n_V = 3 \cdot 73,5 = 220,5 \text{ В.}$$

Для ватметра вибирають найближчу згори границю $U_{NW} = 300$ В.

Ціна поділки амперметра і струм у колі:

$$C_A = I_{NA} / N_A = 7,5 / 30 = 0,25 \text{ А/под}; \quad I_A = C_A \cdot n_A = 0,25 \cdot 12 = 3 \text{ А.}$$

Для ватметра необхідно встановити струмову границю $I_{NW} = 5$ А.

Ціна поділки ватметра при вибраних границях і вимірювана ним активна потужність приймача Z_H відповідно:

$$C_W = \frac{U_{NW} \cdot I_{NW}}{N_W} = \frac{300 \cdot 5}{150} = 10 \text{ Вт/под}; \quad P_W = C_W \cdot n_W = 10 \cdot 60 = 600 \text{ Вт.}$$

Приклад 10.2. Ватметр зі встановленими границями вимірювань за струмом $I_{NW} = 5$ А і за напругою $U_{NW} = 300$ В увімкнено в коло за схемою, зображеною на рис. 10.5, на амперметрі встановлено границю вимірювань $I_{NA} = 5$ А, на вольтметрі — $U_{NV} = 300$ В. При проведенні вимірювань отримані наступні покази приладів: $P_W = 815$ Вт, $I = 4$ А, $U = 250$ В, $\cos \varphi = 0,8$. Визначити похибку вимірювання потужності ватметром за умови, що

амперметр, вольтметр і фазометр мають клас точності, що дорівнює 0,5 ($K_A = K_V = K_\varphi = 0,5$).

Розв'язання. Активна потужність приймача визначається через показання амперметра, вольтметра і фазометра, тобто непрямим способом:

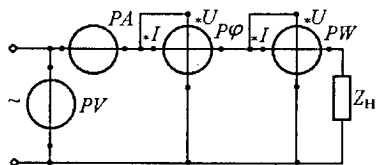


Рис. 10.5. Електричне коло з вимірювальними приладами

$$P_0 = IU \cos \varphi = 4 \cdot 250 \cdot 0,8 = 800 \text{ Вт.}$$

Абсолютні похибки вимірювань через неточність амперметра, вольтметра, фазометра відповідно:

$$\Delta I = \frac{K_A}{100\%} \cdot I_{NA} = \frac{0,5}{100} \cdot 5 = 2,5 \cdot 10^{-2} \text{ А}; \quad \Delta U = \frac{K_V}{100\%} \cdot U_{NV} = \frac{0,5}{100} \cdot 300 = 1,5 \text{ В};$$

$$\Delta \cos \varphi = \frac{K_\varphi}{100\%} (\cos \varphi)_{N\varphi} = \frac{0,5}{100} \cdot 1 = 5 \cdot 10^{-3}.$$

Абсолютна похибка визначення потужності непрямим способом:

$$\begin{aligned} \Delta P_0 &= |P_0 - P_\Delta| = I \Delta U \cos \varphi + U \Delta I \cos \varphi + U I \Delta \cos \varphi = \\ &= 4 \cdot 1,5 \cdot 0,8 + 1,5 \cdot 2,5 \cdot 10^{-2} \cdot 0,8 + 4 \cdot 250 \cdot 5 \cdot 10^{-3} = 9,84 \text{ Вт}, \end{aligned}$$

де

$$\begin{aligned} P_\Delta &= (U \pm \Delta U)(I \pm \Delta I)(\cos \varphi \pm \Delta \cos \varphi) \approx \\ &\approx U I \cos \varphi \pm I \Delta U \cos \varphi \pm U \Delta I \cos \varphi \pm U I \Delta \cos \varphi = P_0 \pm \Delta P_0. \end{aligned}$$

Абсолютна похибка ватметра порівняно з потужністю, визначеною непрямим способом:

$$\Delta P_W = |P_0 - P_W| = |800 - 815| = 15 \text{ Вт}.$$

Сумарна похибка вимірювання потужності ватметром:

$$\Delta P = \Delta P_0 + \Delta P_W = 9,84 + 15 = 24,84 \text{ Вт}.$$

Основна зведена похибка ватметра:

$$\gamma_{звP} = \frac{\Delta P}{U_{NW} I_{NW}} \cdot 100\% = \frac{24,84}{5 \cdot 300} \cdot 100\% \approx 1,7\%.$$

Відносна похибка вимірювання потужності ватметром:

$$\delta_P = \frac{\Delta P}{P_0} \cdot 100\% = \frac{24,84}{800} \cdot 100\% \approx 3,1\%.$$

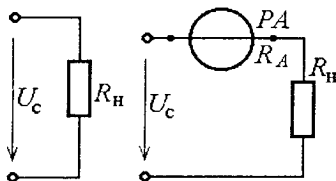


Рис. 10.6. Вихідне та вимірювальне кола електричного струму

Примітка. Реально похибка може бути ще більшою, оскільки існує ще методична похибка через скінченні значення внутрішніх опорів приладів.

Приклад 10.3. Резистор з опором $R_n = 6 \text{ Ом}$ підключений до джерела стабілізованої напруги $U_c = 1,5 \text{ В}$ (рис. 10.6, а). Для вимірювання струму в це коло увімкнули міліамперметр класу точності $K_A = 1,0$ з границею

вимірювання $I_{NA} = 500$ мА (рис. 10.6, б). Визначити можливу похибку вимірювання струму, якщо прилад має внутрішній опір вимірювального кола $R_A = 0,3$ Ом.

Розв'язання. Струм резистора в природних умовах без вимірювального приладу

$$I_R = U_c / R_n = 1,5 / 6 = 0,25 \text{ А.}$$

Струм кола після вмикання приладу:

$$I_A = U_c / (R_n + R_A) = 1,5 / (6 + 0,3) = 0,238 \text{ А.}$$

Абсолютна похибка метода вимірювання, внесена у вихідне коло самим способом вимірювання,

$$\Delta I_B = I_A - I_R = 0,238 - 0,25 = -0,012 \text{ А.}$$

Абсолютна похибка, що обумовлена неточністю приладу:

$$\Delta I_A = \frac{K_A}{100\%} \cdot I_{NA} = \frac{1,0}{100} \cdot 500 = 5 \text{ мА} = 0,005 \text{ А.}$$

Сумарна абсолютна похибка вимірювання природного струму I_R :

$$\Delta I_R = |\Delta I_B| + |\Delta I_A| = |-0,012| + |0,005| = 0,017 \text{ А.}$$

Відносна та основна зведена похибки виконаного вимірювання:

$$\delta_I = \frac{\Delta I_R}{I_R} \cdot 100\% = \frac{0,017}{0,25} \cdot 100 = 6,8\%;$$

$$\gamma_{звI} = \frac{\Delta I_R}{I_{NA}} \cdot 100\% = \frac{0,017}{0,5} \cdot 100 = 3,4\%.$$

Приклад 10.4. Акумуляторна батарея, що має ЕРС $E = 4,5$ В і внутрішній опір $R_{вн} = 10$ Ом, живить навантаження з активним опором $R_n = 50$ Ом (схема заміщення на рис. 10.7, а). Для вимірювання напруги в це коло увімкнули вольтметр (рис. 10.7, б) класу точності $K_V = 1,5$ з границею вимірювання $U_{NV} = 5$ В. Визначити похибку вимірювання напруги U_R , яка відповідає вихідному колу, якщо внутрішній опір вольтметра $R_V = 450$ Ом.

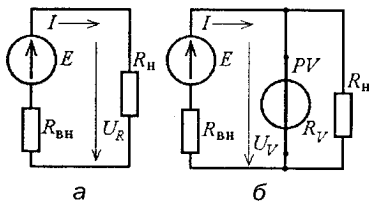


Рис. 10.7. Вихідне та вимірювальне кола електричної напруги

Розв'язання. Напруга в природних умовах (рис. 10.7, а):

$$U_R = IR_n = \frac{E \cdot R_n}{R_{вн} + R} = \frac{4,5 \cdot 50}{10 + 50} = 3,75 \text{ В.}$$

Напруга, яка надходить на затискачі вольтметра в колі за схемою, що змінилася (рис. 10.7, б):

$$U_V = IR_{Vн} = \frac{E \cdot R_{Vн}}{R_{вн} + R_{Vн}} = \frac{4,5 \cdot 45}{10 + 45} = 3,68 \text{ В,}$$

де еквівалентний опір паралельно з'єднаних вольтметра і навантаження:

$$R_{Vн} = \frac{R_V \cdot R_n}{R_V + R_n} = \frac{450 \cdot 50}{450 + 50} = 45 \text{ Ом.}$$

Абсолютна похибка, викликана порушенням режиму роботи кола при введенні в нього електровимірювального приладу:

$$\Delta U_B = U_V - U_R = 3,68 - 3,75 = -0,07 \text{ В.}$$

Абсолютна похибка, що відповідає класу точності приладу:

$$\Delta U_V = \frac{K_V}{100\%} \cdot U_{NV} = \frac{1,5}{100} \cdot 5 = 0,075 \text{ В.}$$

Сумарна абсолютна похибка вимірювання природної напруги U_R :

$$\Delta U = |\Delta U_B| + |\Delta U_V| = |-0,07| + |0,075| = 0,145 \text{ В.}$$

Відносна та основна зведена похибки вимірювання напруги:

$$\delta_V = \frac{\Delta U}{U_R} \cdot 100\% = \frac{0,145}{3,75} \cdot 100 = 4\%; \quad \gamma_{зв\ V} = \frac{\Delta U}{U_{NV}} \cdot 100\% = \frac{0,145}{5} \cdot 100 = 2,9\%.$$

Приклад 10.5. Міліамперметр має границю вимірювання $I_{NA} = 100$ мА, внутрішній опір його вимірювального механізму $R_A = 0,25$ Ом. Визначити опір шунта для поширення границі вимірювання приладу до $I_{NAS} = 1$ А.

Розв'язання. Схема вмикання вимірювального механізму з шунтом у колі зі струмом I подана на рис. 10.2, а. Опір шунта:

$$R_S = R_A / (m_A - 1) = 0,25 / (10 - 1) = 0,0278 \text{ Ом,}$$

$$\text{де } m_A = I_{NAS} / I_{NA} = 1 / 100 \cdot 10^{-3} = 10.$$

Перевірка. Нехай $I_A = 0,1$ А. Тоді з умови $I_A R_A = I_S R_S$ отримуємо:

$$I_S = I_A \frac{R_A}{R_S} = 0,9 \text{ А. Отже, } I = I_S + I_A = 1 \text{ А.}$$

Приклад 10.6. Вольтметр має границю вимірювання $U_{NV} = 150$ В і кількість поділок шкали $N_V = 150$, його внутрішній опір $R_V = 20$ кОм. Визначити опір додаткового резистора, необхідного для того, щоб можна було проводити вимірювання цим вольтметром в електричних колах з напругою $U = 380$ В.

Розв'язання. Схема вмикання вольтметра з додатковим резистором, який має опір R_D , подана на рис. 10.2, б. Орієнтована кратність збільшення границі вимірювання приладу $m_V = U / U_{NV} = 380 / 150 = 2,53$. Для отримання зручної ціни поділки приймаємо найближче згори ціле число $m_V = 3$.

Нова границя вимірювання $U_{NVД} = m_V U_{NV} = 450$ В.

Опір додаткового резистора $R_D = R_V(m_V - 1) = 20 \cdot (3 - 1) = 40$ кОм.

Ціна поділки приладу з урахуванням додаткового резистора

$$C_{VD} = \frac{U_{NVД}}{N_V} = \frac{450}{150} = 3 \text{ В/под.}$$

Перевірка. Струм у вимірювальному механізмі при граничних напругах без і з R_D :

$$I_V = \frac{U_{NV}}{R_V} = \frac{150}{20 \cdot 10^3} = 7,5 \cdot 10^{-3} \text{ А; } I_V = \frac{U_{NVД}}{R_V + R_D} = \frac{450}{(20 + 40) \cdot 10^3} = 7,5 \cdot 10^{-3} \text{ А.}$$

10.4. Аналогові електромеханічні вимірювальні прилади

10.4.1. Принципова схема і загальна компоновка конструкції

Практично будь-який аналоговий електромеханічний вимірювальний прилад відповідає схемі на рис. 10.8, де ВК — вимірювальне коло, ВМ — вимірювальний механізм, ВП — відліковий пристрій.

У ВК величина X_B , що вимірюється, перетворюється на електричний сигнал Y , під дією якого у ВМ вироблюється механічна величина α — кут повороту рухомої частини приладу.

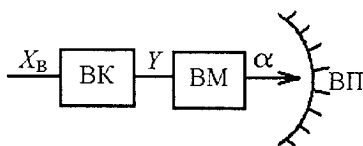


Рис. 10.8. Принципова схема аналогового електромеханічного вимірювального приладу

Досить узагальнено можна також подати і безпосередньо конструкцію аналогових електромеханічних приладів, приблизний варіант якої зображено на рис. 10.9. Тут 1 — вимірювальний механізм; 2 — піввісь; 3 — спіральна пружина; 4 — стрілка; 5 — балансувальні вантажики; 6 — шкала; 7 — повітряний заспокоювач (демпфер, який призначається для зменшення часу коливань рухомої частини); 8 — коректор (для встановлення стрілки на нуль шкали); 9 — корпус.

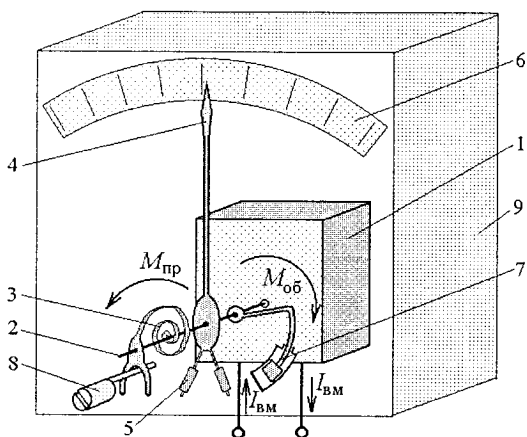


Рис. 10.9. Загальна компоновка конструкції аналогового електромеханічного вимірювального приладу

Вхідним сигналом U вимірювального механізму є струм $I_{\text{ВМ}}$, який може бути безпосередньо струмом, що вимірюється, або пропорційним вимірюваній величині $X_{\text{в}}$, наприклад, напрузі: $I_{\text{ВМ}} = U / R_{\text{ВМ}}$, де $R_{\text{ВМ}}$ — внутрішній опір

електричного кола вимірювального механізму. Електрична енергія струму $I_{\text{ВМ}}$ перетворюється на механічну енергію за допомогою обертального моменту $M_{\text{об}}$, що виробляється у вимірювальному механізмі.

Під дією $M_{\text{об}}$ разом з рухомою частиною вимірювального механізму повертається і стрілка, устанавлюючись при рівновазі $M_{\text{об}} = M_{\text{пр}}$. Протидіючий момент $M_{\text{пр}}$ у випадку, що розглядається (див. рис. 10.9), створюється пружним елементом (пружиною) і пропорційний α , тобто $M_{\text{пр}} = K_{\alpha} \cdot \alpha$, а $M_{\text{об}}$ пропорційний струму (або сукупності струмів, якщо в приладі є більше одного вимірювального кола). Таким чином, кут відхилення стрілки α пропорційний $I_{\text{ВМ}}$ і, отже, вимірюваній величині $X_{\text{в}}$.

Різноманітні електромеханічні аналогові прилади можуть відрізнятися від варіанта на рис. 10.9 реалізацією окремих елементів і їхнім компонованням у приладі. До найсуттєвіших відмінностей може бути віднесене те, що в спеціальному класі цих приладів, в

Різноманітні електромеханічні аналогові прилади можуть відрізнятися від варіанта на рис. 10.9 реалізацією окремих елементів і їхнім компонованням у приладі. До найсуттєвіших відмінностей може бути віднесене те, що в спеціальному класі цих приладів, в

так званих логометрах, протидіючий момент створюється не пружним елементом, а тим же способом, що і $M_{об}$. Принцип утворення $M_{об}$ і конструкція вимірювального механізму визначаються його системою, що детальніше розглядається далі.

На лицьовій панелі електровимірювальних приладів зображується низка умовних позначень, які дозволяють правильно вибрати й експлуатувати прилад. Найпоширеніші умовні позначення наведені в табл. 10.1.

Таблиця 10.1. Умовні позначення на електровимірювальних приладах

Назва		Позначення	Назва		Позначення
Прилад магнітоелектричний з рухомою рамкою			Тип електричного кола	постійного струму	—
Логометр магнітоелектричний				однофазне змінного струму	~
Прилад електромагнітний				постійного і змінного струму	≈
Логометр електромагнітний				трифазне змінного струму	3~
Прилад електродинамічний			Положення шкали	горизонтальне	
Логометр електродинамічний				вертикальне	
				під нахилом	
			Заземлення		
Прилад феродинамічний			Напруга випробувальна, наприклад, 2 кВ		
Логометр феродинамічний			Клас точності приладу, наприклад, 1,5, при різному визначенні X_N		1,5
Прилад магнітоелектричний з випрямлячем			Виконання приладу залежно від умов експлуатації — властивостей навколишнього середовища		A B B
Прилад індукційний			Екран	електростатичний	
				магнітний	
Прилад електростатичний			Спільна (вхідна) клемма		*
Полярність	від'ємна	—	Затискачі кола	напруги	U
	додатна	+		струму	I

10.4.2. Принцип дії електромеханічних приладів різних систем

Магнітоелектрична система побудована на взаємодії магнітних полів, створених постійним магнітом $N-S$ і струмом I , який вимірюється. У вимірювальному механізмі приладів цієї системи (рис. 10.10, а) основними елементами є нерухомий магнітопровід 1, поділений проміжками δ , а також котушка 2, яка вільно повертається навколо циліндричного осердя.

Відповідно до закону Ампера на боки котушки діють сили $F = k_F B_\delta I$ і виникає обертальний момент $M_{об} = k_M B_\delta I$, де B_δ — індукція магнітного поля магніту в проміжку; k_F, k_M — коефіцієнти пропорційності, що визначаються параметрами котушки.

У стані рівноваги $M_{об} = M_{пр}$ кут повороту котушки і стрілки приладу $\alpha = k_M B_\delta I / K_\alpha$ пропорційний струму, що вимірюється. Шкала приладу рівномірна. Знак, тобто напрямок дії моменту $M_{об}$ і, отже, напрямок відхилення стрілки залежать від напрямку струму I , тому наведена магнітоелектрична система придатна тільки для кіл постійного струму.

Електродинамічна система (рис. 10.10, б) заснована на взаємодії (відповідно до закону Ампера) струмів нерухомих 1 і рухомої 2 котушок. Прилади такої системи придатні як для кіл постійного, так і синусоїдного струму. У першому випадку $M_{об} = k_M I_1 I_2$ і є постійним, в другому — змінним, але прилад реагує на середнє значення моменту $M_{об} = k_M I_1 I_2 \cos \varphi$, де I_1, I_2 — діючі значення струмів; φ — їхній фазовий зсув. Причому в обох випадках знак обертального моменту весь час зберігається, оскільки в колах постійного і синусоїдного струму за зміною напрямку одного струму неминуче те ж саме повторює й інший струм.

Прилади електродинамічної системи можуть бути реалізовані не тільки для вимірювання струму або напруги, але і потужності,

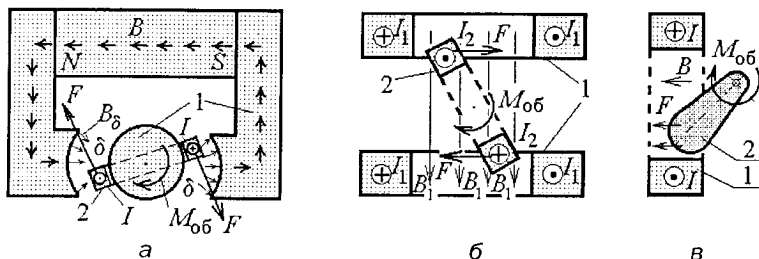


Рис. 10.10. Вимірювальні механізми електромеханічних приладів

якщо забезпечити пропорційність одного зі струмів, наприклад I_2 , напрузі U_2 . Тоді обертальний момент $M_{об} = k_m I_1 I_2 \cos \varphi = k_m P$, отже, кут відхилення стрілки приладу також пропорційний активній потужності: $\alpha \sim k_m P$.

Електромагнітна система. Вимірювальний механізм приладів електромагнітної системи (рис. 10.10, в) складається з нерухомої котушки 1 і рухомого феромагнітного осердя 2. Вимірювальний струм I , який проходить по котушці, створює магнітне поле, яке притягує осердя із силою F , пропорційною добутку магнітної індукції B і струму I .

Магнітна індукція B поля, в якому знаходиться осердя, пропорційна струму в котушці, тому сила F (8.19) і момент $M_{об}$, що діють на сталеве осердя, пропорційні квадрату вимірювального струму $M_{об} = k_m I^2$. При рівновазі $M_{об} = M_{пр}$ отримуємо $k_m I^2 = K_\alpha \alpha$. Звідси кут відхилення рухомої частини приладу також пропорційний квадрату струму в котушці.

Шкала приладів електромагнітної системи нерівномірна, мало придатна для вимірювань у своїй початковій частині, відхилення стрілки відбувається тільки в один бік, є можливість вимірювань як у колах постійного, так і змінного струмів. Причому на змінному струмі прилад показує не миттєве, а діюче значення вимірюваної величини, що пов'язано з інерційністю рухомої частини вимірювального механізму.

Вимірювальний механізм приладів *феродинамічної системи* є різновидом вимірювальних механізмів електродинамічної системи, яка відрізняється наявністю феромагнітного осердя. Осердя значно підсилює магнітне поле, робить прилад чутливішим і знижує вплив зовнішніх полів. Однак осердя зменшує точність приладу через вплив гістерезису і вихрових струмів в ньому.

Принцип дії приладів *індукційної системи* заснований на взаємодії магнітних полів електромагнітів з вихровими струмами, що індукуються в легкому металічному диску, який унаслідок цього обертається в їхньому міжполюсному просторі. Механізми індукційної системи використовуються, наприклад, у лічильниках електроенергії змінного струму.

У приладах *електростатичної системи* принцип дії вимірювального механізму засновано на взаємодії заряджених тіл — провідників — відповідно до закону Кулона. Цей механізм виконується

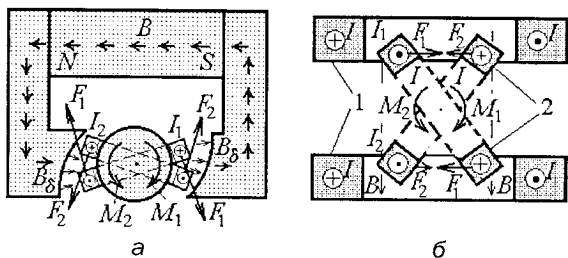


Рис. 10.11. Вимірювальні механізми логометрів

Прилади використовуються для вимірювання напруг від 10 В до 75 кВ у колах змінного і постійного струму.

В електровимірювальних приладах *випрямної системи* вимірювальний синусоїдний струм перед вимірюванням випрямляється за допомогою напівпровідникових вентилів. Випрямлений струм потрапляє у вимірювальний механізм магнітоелектричної системи. У приладах випрямної системи рухома частина через значну інерційність не може встигати за пульсаціями випрямленого струму і тому її відхилення визначається середнім за період значенням обертального моменту.

В *магнітоелектричних логометрах* (рис. 10.11, а) рухома частина складається з двох жорстко скріплених між собою котушок, обертальні моменти яких M_1 і M_2 залежать від кута повороту α . Це досягається неоднорідністю індукції B_r радіального магнітного поля, в якому переміщуються котушки, що, в свою чергу, забезпечується змінним повітряним проміжком δ .

Рухома частина встановлюється в положенні рівності моментів $M_1 = M_2$, а кут відхилення стрілки визначається при цьому співвідношенням струмів у котушках цієї частини.

Вимірювальний механізм *електродинамічного логометра* (рис. 10.11, б) складається з нерухомих котушок 1 і двох рухомих котушок 2, скріплених між собою. При вмиканні електродинамічного логометра в електричне коло струми I , I_1 , I_2 в котушках створюють два протилежних обертальних моменти M_1 і M_2 , під дією яких рухома частина повертається на кут α , який відповідає рівності цих моментів. Цей кут визначається співвідношенням струмів I_1 і I_2 в рухомих котушках і зсувом фаз між цими струмами і струмом I в нерухомих котушках.

як конденсатор змінної ємності, яка повільно змінюється при повороті рухомої частини. Кут повороту рухомої частини електростатичного приладу пропорційний квадратів напруги. Подібні при-

Електромагнітний логометр має дві котушки, які вмикаються паралельно, і так, щоб їхні моменти M_1 і M_2 діяли на рухоме осердя в протилежні боки. Кут відхилення стрілки такого приладу є функцією співвідношення квадратів струмів у його котушках.

Феродинамічний логометр має феромагнітне осердя та дві пари послідовно з'єднаних котушок — рухомих і нерухомих. Рухома частина при взаємодії котушок повертається в цьому разі на кут, що визначається відношенням квадратів струмів у котушках.

10.5. Електронні вимірювальні прилади

10.5.1. Загальне поняття про цифрові прилади

У цифрових вимірювальних приладах (окрім найпростіших) використовуються підсилювачі й інші електронні блоки для перетворення вхідного сигналу у сигнал напруги, який після цього перетворюється у цифрову форму аналого-цифровим перетворювачем (АЦП). Число, що відтворює зміряне значення, виводиться на світлодіодний, вакуумний, люмінесцентний або рідинно-кристалічний індикатор (РКІ) — дисплей. Прилад звичайно працює під управлінням вбудованого мікропроцесора, причому в простих приладах мікропроцесор об'єднується з АЦП в одній інтегральній схемі. Цифрові прилади добре підходять для роботи з підключенням до зовнішнього комп'ютера. В деяких випадках вимірів такий комп'ютер переключає вимірювальні функції приладу і дає команди передачі даних для їхньої обробки.

Для цифрового відображення вимірний сигнал дискретизується у часі шляхом швидкого виміру його в окремі моменти часу і збереження зміряних значень на час перетворення їх в цифрову форму. Послідовність отриманих дискретних значень (вибірок) може виводитися на дисплей у вигляді кривої, що відтворює часову форму сигналу. Використовуючи відповідні методи цифрової обробки, можна також розрахувати середньоквадратичне (діюче) значення сигналу, час зростання, максимальне і середнє за часом значення, частотний спектр і т.п., а також можна запам'ятовувати дані вимірювання.

Електронні прилади різноманітні, можуть комбінуватися з різними давачами, зовнішніми пристроями, забезпечувати

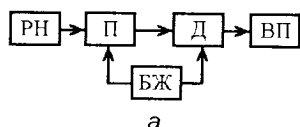
роздільне або одночасне вимірювання різних величин. Далі наведемо деякі приклади електронних приладів.

10.5.2. Електронні вольтметри

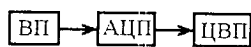
Найбільшу групу електронних приладів становлять електронні вольтметри, призначені для вимірювання постійної, змінної й імпульсної напруг. За способом відліку розрізняють аналогові (стрілочні) і цифрові прилади такого типу. Основними перевагами електронних вольтметрів є висока чутливість, що регулюється в широких межах, великий вхідний опір і мале споживання електроенергії, широкий діапазон частот та ін.

Приблизні структурні схеми електронних вольтметрів наведені на рис. 10.12. У приладі аналогового типу (рис. 10.12, а) основними елементами є розподільник напруги РН, підсилювач П, випрямляч-детектор Д (не обов'язковий), вимірювальний прилад ВП стрілочного типу, блок живлення БЖ. У цифровому вольтметрі, як правило, присутні три головні функціональні вузли (рис. 10.12, б): вхідний пристрій ВП (наприклад, розподільник напруги), аналого-цифровий перетворювач АЦП, цифровий відліковий пристрій ЦВП.

Цифрові вольтметри, порівняно з аналоговими, є складнішими за будовою, що впливає на їхню надійність і вартість, крім того, вони видають інформацію в дискретній формі. Однак це компенсується вищими точністю і швидкодією, зручнішою формою реєстрації інформації. Цифрові електронні вольтметри дозволяють також автоматизувати процес вимірювання, можуть використовуватися в комплексі з ЕОМ для контролю і керування технологічними процесами, дають можливість, поряд з постійними і періодичними, вимірювати також імпульсні напруги.



а



б

Рис. 10.12. Можливі структурні схеми електронних вольтметрів

Вольтметри безпосередньо вимірюють лише напругу, зазвичай постійного струму. Електронні прилади обох типів, укомплектовані вимірювальними щунтами або іншими перетворювачами, стають універсальними приладами — мультиметрами, які можуть вимірювати напругу постійного і змінного струму, силу струму, опір постійному струму, температуру та інше. Найпоширеніші контрольно-вимірювальні

прилади загального призначення мають похибку виміру від 0,2 до 0,001% та цифровий дисплей з 3–5 знаками.

Універсальний цифровий вольтметр В7-35 для лабораторного застосування наведено на рис. 10.13. Прилад призначається для вимірювання напруг і струмів у колах постійного і змінного струмів і опору постійному струму з індикацією результатів вимірювання в цифровій формі на табло 2 і з автоматичним вибором границі вимірювань.

Вибір виду вимірювань проводять вручну перемикачами на передній панелі приладу. Перемикач роду роботи 1 має положення:

«—» — вимірювання сигналів постійного струму; «~» — сигналів змінного струму в діапазоні частот 20 Гц...20 кГц; «ВЧ» — змінних напруг в діапазоні частот 20 кГц...100 МГц.

Перемикач роду величин 3 має положення: «*mV-V*» — вимірювання напруг; «*μA-mA*» — вимірювання струмів; «*kΩ-MΩ*» — вимірювання опорів.

Для проведення вимірювань необхідно: увімкнути живлення вольтметра і дати йому прогрітися; установити перемикачі 1 і 3 у необхідні положення; за допомогою з'єднаних проводів джерело вимірювального сигналу підключити до гнізд «ВХІД» 4 і «*» 5 на боковій стінці приладу, після чого зробити вимірювання за допомогою відліку показів на табло 2.

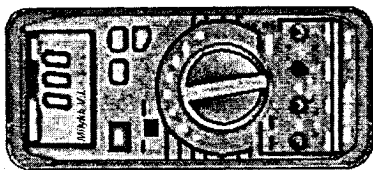


Рис.10.14. Цифровий мультиметр

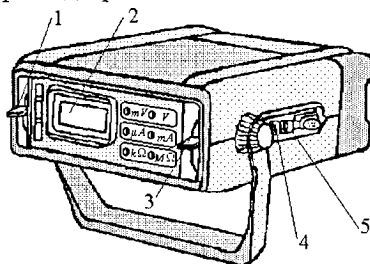


Рис. 10.13. Універсальний цифровий вольтметр

Варіант мультиметру цифрового типу поданий на рис. 10.14. Це універсальний прилад для побутових вимірювань, який має усі основні види вимірювань, ручний або автоматичний вибір діапазонів.

10.5.3. Індикатор напруги та давач струму

У вимірювальній техніці важлива роль належить різним індикаторам та давачам, які дають змогу виявити наявність електричних напруг і струмів і сприяють їхньому вимірюванню.

Серед індикаторів відмітимо *світлозвукочувливий індикатор напруги* (рис. 10.15), який слугує для визначення наявності напруги

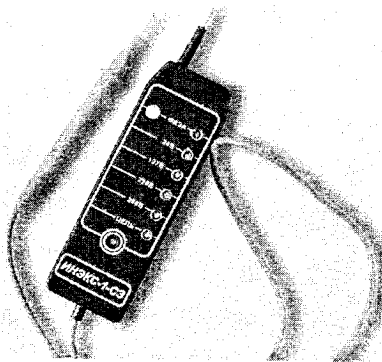


Рис.10.15. Індикатор напруги

рекоосу фаз за напругою. Даний прилад ТКФ-10 працює у діапазоні міжфазних напруг від 160 до 500 В. Він показує наявність напруг усіх фаз та контролює їхню симетрію або відсутність симетрії. Усі результати відображаються за допомогою яскравих світлодіодів.

Серед давачів струму заслуговують на увагу *інтегральні давачі струму Sentrion*, які працюють на ефекті Холла. Це повністю інтегровані КМОП-установи, які містять концентратор магнітних полів, елемент Холла, схему зміщення напруги, підсилювач і схему програмування під-

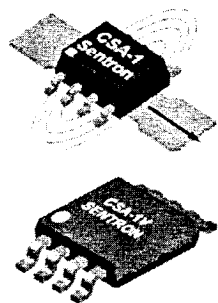


Рис.10.17. Інтегральний давач струму

силення, зсуву і температурного коефіцієнта. Розташування при вимірюванні струму I та зовнішній вигляд давача зображені на рис. 10.17. У давача немає таких недоліків, як гістерезис, нелінійність характеристики та обмеженість діапазону. Давач дає змогу вимірювати струм, що тече по друкованій доріжці безпосередньо під ним, а також по провіднику над ним. При безконтактному вимірюванні струму провідника над корпусом датчика діапазон вимірюваного струму

постійного і змінного струму і функціонує без вбудованого джерела живлення. Він також дозволяє визначити фазний провід, вид струму, полярність напруги, оцінити її рівні (24, 127, 220, 380 В). Шляхом «продзвонки» індикатором можна виявити цілісність електричного кола.

На рис. 10.16 зображено більш складний прилад індикаторного типу для перевірки енергетичних трифазних устав – *указник правильності чергування фаз і перекоосу фаз*

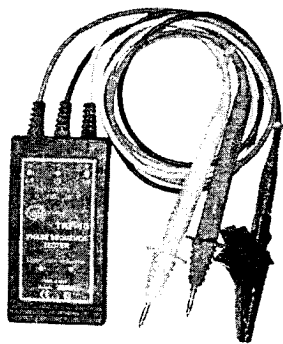


Рис.10.16. Указник правильності чергування фаз і «перекоосу» фаз

становить 10...1000 А на відстані 0,2...40 мм. Струм може бути постійний і змінний (до 100 кГц). Напряга живлення 4,5...5,5 В, вживаний струм 11 мА, діапазон температур $-40...150^{\circ}\text{C}$, вихідні напруги $-20...20$ мВ, час затримки 6 мкс, напруга ізоляції 24 В або 600 В. Ці прилади використовують як широкосмугові давачі струму, у схемах струмового захисту, у зарядних пристроях, у перетворювачах струму, для керуванні електродвигунами тощо.

10.5.4. Реєстратори і самописці

Реєстратори і самописці є сучасними електронними приладами, що призначаються для виміру і реєстрування електричних та неелектричних величин.

Варіант реєстратора з дисплеєм *LCD* серії *KD* наведено на рис. 10.18. Він має 3, 6 або 12 каналів вимірювання, відображення даних на кольоровому екрані, програмовані параметри реєстрації і вимірювання, запис даних на дискеті 3,5"/1,44 МВ, релейні виходи, можливість обробки даних у системі MS WINDOWS та інші можливості.

Живляться такі реєстратори напругою 93...253 В змінного струму або 20...53 В змінно/постійного. Габаритні розміри 200x144x250 мм (*KD3*) або 144x144x214 мм (*KD5*).

Також дуже великі можливості має екранний самописець типу *KD7* (рис. 10.19). Його кольоровий сенсорний екран розрахований на 320x240 пікселів, передбачено запис та архівування даних на карту CompactFlash ємністю 4GB, можна задіяти 12 гальванічне розв'язаних вимірювальних каналів, 4, 16 або 18 входів або цифрових виходів, 4 або 8 аналогових виходів.

Виміри візуалізуються у цифровій формі, у вигляді гістограм, діаграм, графіків, таблиць або станів сигналізації (прикладі вигляду екрана – на рис. 10.19). До цього додамо такі дані: 32-бітовий процесор, операційна система *Windows®CE*, інтуїтивне обслуговування на основі графічного інтерфейсу *Windows®*, зв'язок через *Internet*, послідовні інтерфейси.

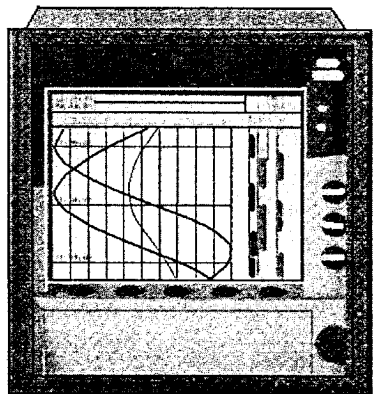


Рис.10.18. Регістратор з дисплеєм

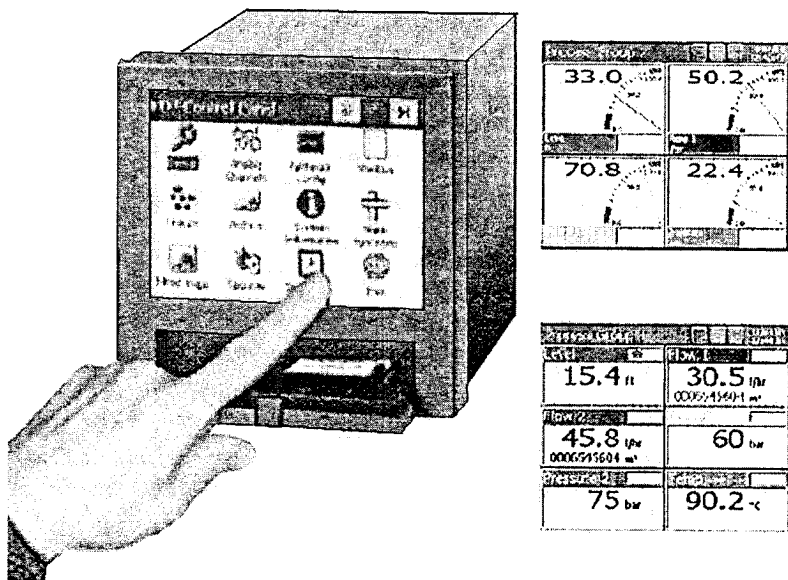


Рис. 10.19. Екранний самописець

Живляться такі самописці напругою 85...253 В змінного струму або 18...30 В постійного. Габаритні розміри 144x144x150 мм.

10.5.5. Осцилографи

Для дослідження і реєстрації процесів, що протікають дуже швидко, застосовують електронно-променеві осцилографи. У таких приладах на люмінесцентному екрані за допомогою вузького променя електронів креслиться крива — функція змінювання у часі досліджуваного сигналу.

Промінь формується електронно-променевою трубкою (рис. 10.20), що являє собою вакуумну скляну колбу, всередині якої розташовані металічні електроди. Передня частина внутрішньої поверхні колби покрита шаром люмінофора і служить екраном — Е, який світиться в місці потрапляння на нього електронно-

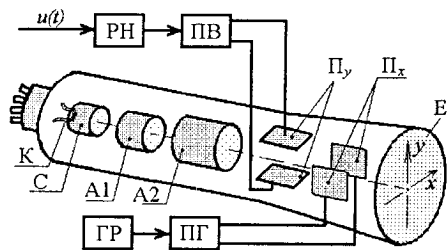


Рис. 10.20. Електронно-променева трубка

променя.

У результаті розігріву катода К з його поверхні емітується пучок електронів, який попередньо фокусується сіткою С. Наступне фокусування пучка електронів за віссю трубки здійснюється фокусувальним А1 і прискорювальним А2 анодами. Подальше керування електронним променем здійснюється пластинами, що відхиляють промінь по вертикальній y і розгортають по горизонтальній x вісям, відповідно Π_y і Π_x .

Канал вертикального відхилення променя складається із вхідного розподільника напруги РН, підсилювача ПВ і вертикально відхиляючих пластин. Канал горизонтального відхилення служить для створення і передачі напруги, яка визначає розгортку електронного променя за віссю x . До його складу входять: генератор розгортки ГР, підсилювач ПГ і горизонтально відхиляючі пластини. До цього каналу належать також вузли синхронізації генератора розгортки з дослідною напругою, оскільки для отримання стійкої нерухомої осцилограми частоти дослідної напруги і напруги розгортки повинні бути рівні або кратні (умова синхронізації). Крім вказаних на рис. 10.20, в осцилографі можуть бути різні допоміжні елементи і кола, що дозволяють керувати яскравістю, фокусуванням і зміщенням по вісям координат електронного променя, здійснювати калібрування тривалості й амплітуди сигналу та ін. За відсутності вбудованих калібраторів калібрування може бути здійснене за допомогою вольтметра і джерела сигналів відомої частоти.

Приклад електронно-променевого осцилографа наведено на рис. 10.21 — це осцилограф типу С1-61.

На передній панелі осцилографа містяться: 1, 2, 3 — регулятори яскравості, фокусування променя та освітлення шкали; 4 — вибір режиму відкритого, закритого і заземленого входу підсилювача; 5 — перемикач вхідного атенюатора (дискретне регулювання чутливості

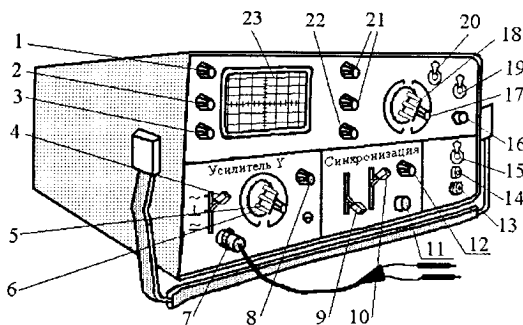


Рис. 10.21. Електронно-променевий осцилограф С1-61

підсилювача — вольт/поділка); 6 — плавне регулювання чутливості підсилювача; 7 — гніздо для подачі досліджуваного сигналу; 8 — регулятор переміщення променя по вертикалі; 9 — перемикач виду синхронізації (внутрішня-зовнішня); 10 — перемикач полярності синхронізації; 11 — вхідне гніздо підсилювача горизонтального відхилення; 12 — вибір рівня запуску розгортки; 13 — клемма для підключення корпусу приладу; 14 — гніздо виводу калібрувальної напруги — 0,6V; 15 — вибір виду калібрувальної напруги; 16 — гніздо для виводу пилоподібної напруги; 17 — плавне регулювання тривалості розгортки; 18 — перемикач тривалості розгортки (час/поділка); 19 — тумблер множника розгортки « $\times 1$, $\times 0,2$ »; 20 — тумблер вмикання і вимикання приладу «мережа»; 21 — регулятори переміщення променя по горизонталі (грубо, плавно); 22 — вибір режиму роботи генератора розгортки; 23 — екран.

Перед вмиканням приладу органи регулювання треба встановити у визначені положення; підключити осцилограф з'єднувальним шнуром до мережі 220 В і тумблером «мережа» увімкнути його. Через 2–3 хвилини після вмикання відрегулювати яскравість і фокусування променя. Якщо при максимальній яскравості променю не буде на екрані — ручками «8» і «21» перемістити його в межі робочої частини екрана.

За допомогою спеціального кабелю подається сигнал на вхідне гніздо 7 і регуляторами 5 і 6 досягається необхідний масштаб його зображення. Регуляторами 17 і 18 встановлюється тривалість розгортки такою, щоб можна було зручно спостерігати форму досліджуваного сигналу.

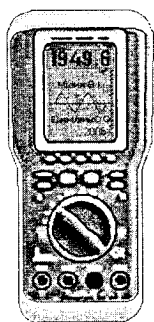
Електронне приладобудування нині дає широку пропозицію різноманітних осцилографів: цифрові з монохромним і кольоровим екраном, запам'ятовуючі цифрові, аналогові з автоматичним настроюванням вимірювань, аналогові реального часу.

На рис. 10.22 зображено варіант сучасного осцилографа типу *EZ Digital*. Для прикладу наведемо основні параметри осцилографів такого типу зі смугою пропускання 150 або 250 МГц: мають 2 канали, вхідний імпеданс 1 МОм/20 пФ, чутливість за вертикаллю 2 мВ/поділ...5 В/поділ, максимальна вхідна напруга 400 В, точність 3 %; час розгортки 2 нс/поділ...5 с/поділ.; автоматичний режим синхронізації; пам'ять — 10 екранів і 10 настроювань; ϵ Фур'є

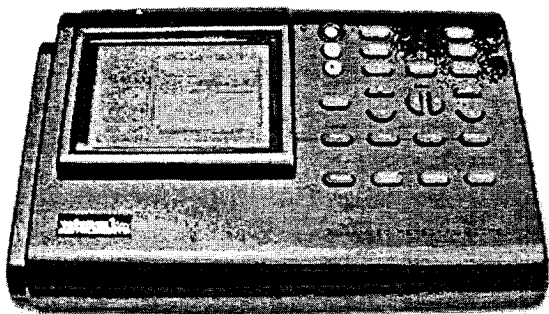
аналізатор; живлення напругою 90...250 В з частотою 48...440 Гц; габарити 370x167x338 мм; вага 6 кг.

Розвиток електронної та мікропроцесорної техніки призвів до створення нового покоління портативних осцилографів з рідкокристалічним екраном.

На рис. 10.23, а зображено одноканальний осцилограф DMM-740 «кишенькового» формату, який може використовуватися як радіоаматорами, так і у промисловості. На рис. 10.23, б зображено настільний двоканальний осцилограф APS-230 30 МГц з рідкокристалічним дисплеєм (128x192 точок) зі світлодіодним підсвічуванням та зручним меню для налаштування режимів вимірювання. Осцилограф дає покази істинних середньоквадратичних і амплітудних (мінімальних і максимальних) значень; максимальний вхідний сигнал 100 В (постійно/змінний) і 200 В (змінний). Окрім стандартних вимірних опцій, осцилограф оснащений режимами вимірювання потужності та аудіосигналів, може бути підключеним до ПЕОМ для збереження та подальшого оброблення даних вимірів. Оснащений акумуляторною батареєю з підзарядкою, має розміри 230x150x50 мм і вагу 0,85 кг.



а



б

Рис. 10.23. Портативні осцилографи з рідкокристалічним екраном

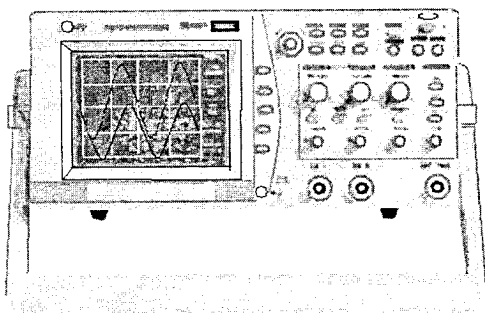


Рис. 10.22. Сучасний осцилограф типу EZ Digital

10.5.6. Мікропроцесорний лічильник електроенергії

До приладів інтегровального типу можна зарахувати лічильники електроенергії. Довгий час прилади такого типу мали електромеханічну вимірну систему, але тепер на зміну їм прийшли цифрові вимірювальні прилади, які поєднують у собі практично безмежні можливості цифрових методів подання і обробки інформації. У цьому плані вимірювальний прилад являє собою спеціалізовану мікропроцесорну систему. Класичним прикладом може служити мікропроцесорний лічильник електроенергії. Нині такі лічильники широко використовуються як у побуті, так і в промисловості.

Розглянемо варіант використання лічильника на прикладі багатофункціональних лічильників серії ЄвроАЛЬФА підприємства АББ ВЭИ Метроника (матеріали керівництва з експлуатації ДЯИМ 411152001РЭ).

Лічильник типу АЛЬФА призначений для обліку активної і реактивної енергії в колах змінного струму, а також для використання в складі автоматизованих систем контролю і обліку електроенергії (АСКОЕ) для передачі зміряних або обчислених параметрів на диспетчерський пункт.

Зовнішній вигляд лічильника зображено на рис. 10.24.

Лічильник АЛЬФА складається з вимірювальних датчиків напруги і струму, спеціалізованої вимірювальної надвеликої інтегральної мікросхеми (НВІС), швидкодіючого мікроконтролера для обробки цифрових сигналів зміряних величин, їхнього зберігання і відображення. Вимірювальні величини і інші дані відображаються на рідинно-кристалічному індикаторі (РКІ). Живлення електронної частини системи здійснюється імпульсним джерелом живлення. У лічильнику також передбачено кварцові генератори на 6,2208 МГц і

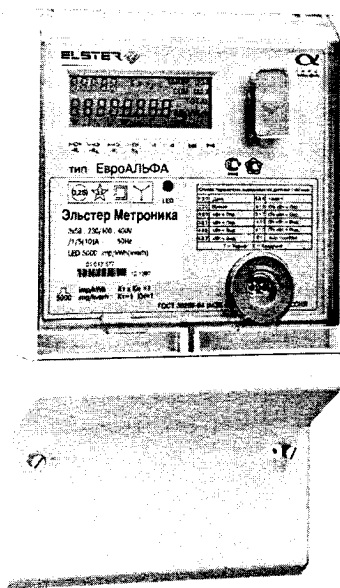


Рис. 10.24. Зовнішній вигляд лічильника Альфа

на 32,768 кГц та схему скидання електрично перепрограмувального ПЗУ EEPROM для зберігання даних конфігурації і допоміжних констант.

Вимір струму силових кіл здійснюється за допомогою трьох трансформаторів струму; вимір напруги — за допомогою лінійних кіл ділення напруги з великим опором. Відхилення за точністю незначні і компенсуються при калібруванні. Виміряні величини обчислюються за допомогою вимірювальної НВІС. Вона містить цифровий сигнальний процесор (DSP) з трьома вбудованими аналого-цифровими (АЦП) перетворювачами. НВІС здійснює вибірку трьох вхідних каналів водночас з частотою 2400 Гц з роздільною здатністю 21 біт і після цього виконує різноманітні обчислення для отримання необхідних вихідних величин.

Три вхідні сигнали напруги по чергово обробляються одним з АЦП, а три вхідні сигнали струму обробляються другим АЦП перетворювачем. Третій АЦП використовується для вибірки нуля вхідних сигналів напруги і струму, що збільшує точність вимірів, особливо при малих вхідних сигналах.

Для здійснення функцій обробки, контролю, передачі і відображення даних у лічильнику АЛЬФА застосовується високопродуктивний мікроконтролер, що має широкі функціональні можливості.

В режимі нормальної роботи на мікроконтролер з частотних виходів НВІС надходять імпульси, частота яких пропорційна навантаженню. В періоди вимкнення основного живлення вбудована батарея забезпечує збереження відліку часу і збереження інформації в ОЗУ мікроконтролера основної плати і зовнішньому ОЗУ, забезпечуючи живлення цих інтегральних схем.

Лічильник Альфа працює у фіксованому діапазоні напруги живлення 100, 220, 380 В. Для збільшення надійності роботи лічильника живлення лічильника має чотири рівні. Перший рівень забезпечує імпульсне джерело живлення, що має на своєму виході +12 В у широкому діапазоні зміни вхідної напруги. Для забезпечення заданої стабільності використовується лінійний стабілізатор (другий рівень) з вихідною напругою +5 В, від якого живиться вся електроніка лічильника. В разі якщо зникло основне живлення, для збереження даних в ОЗУ і забезпечення ходу годинника-календаря використовується літієва батарея (третій рівень) з

номінальною напругою +3,6 В, яка забезпечує цілісність накопичених лічильником даних протягом 2–3 років. Для того, щоб виключити розрядження батареї при короткочасних перервах живлення, використовується суперконденсатор (четвертий рівень), що протягом 5–7 годин забезпечує живлення ОЗУ і хід годинника-календаря лічильника.

РКІ лічильника може працювати в трьох режимах: *нормальному, допоміжному, тестовому*. Лічильник працює в нормальному режимі доти, доки не будуть натиснуті кнопки ALT або TEST, або доки не буде виявлена помилка в роботі вузлів лічильника. В усіх робочих режимах, за винятком останнього, відображувані величини, їхня послідовність і час відображення на РКІ встановлюються за допомогою програмного забезпечення. Допоміжний режим (ALT) використовується для відображення на РКІ допоміжних даних.

Режим тестування (TEST) використовується Держпівірителем для перевірки лічильника, що здійснюється: 1) натиском кнопки TEST; 2) завданням цього режиму за допомогою персонального комп'ютера.

Лічильник веде облік по 4 тарифним зонам, 4 типам дня, 4 сезонам.

В табл.10.2 наведено основні технічні параметри лічильника АЛЬФА.

Додамо, що при габаритах 262x180x180 мм лічильник має масу 3,0 кг. Його термін експлуатації — 30 років, міжповірочний інтервал — 8 років, гарантія виробника — 3 роки.

Таблиця 10.2. Технічні параметри лічильника електроенергії АЛЬФА

Найменування величини	Значення
Клас точності	0,2S і 0,5S
Діапазон робочих напруг	100, 220, 380 В
Діапазон частоти мережі	47,5...52,5 Гц
Діапазон температур	Від -40 °С до +60 °С
Вологість (без конденсату)	0...95%
Споживана потужність	Не більш 3,6 В·А
Самодіагностика	1 раз на добу

10.6. Приклади організації електричних вимірювань

10.6.1. Вимірювання електричних опорів постійного струму

Найпростіше опір будь-якого об'єкта електричного кола постійного струму можна визначити за допомогою амперметра і вольтметра. Можливі дві схеми вмикання цих приладів, що наведені на рис. 10.25, а, б. Аналіз цих схем на основі рівнянь Кірхгофа показує, що для отримання більш точних результатів при вимірюванні середніх і великих опорів належить застосовувати схему за рис. 10.25, б, а при вимірюванні невеликих опорів – схему за рис. 10.25, а. За показами приладів U і I шуканий опір визначається формулою

$$R_x = U / I. \quad (10.8)$$

До невеликих опорів можна віднести опори порядку 1 Ом і менше, до середніх – опори від 1 до 10000 Ом, до великих – опори від 10000 до 100000 Ом, а до дуже великих – опори більше 100000 Ом (0,1 МОм).

Для безпосереднього і швидкого визначення опору елементів кола застосовують омметр, який являє собою магнітоелектричний міліамперметр $РА$. Послідовно з його обмоткою, яка має опір R_A , вмикається додатковий резистор з опором R_D і джерело живлення (батарея гальванічних елементів) з ЕРС E і внутрішнім опором R_0 (рис. 10.25, в).

При незмінності ЕРС E струм у колі $I_x = \frac{E}{(R_A + R_D + R_0) + R_x}$.

і відповідно показання приладу залежать тільки від величини R_x . Це дає змогу відградуювати шкалу приладу безпосередньо в омах.

Зважаючи на те, що ЕРС E джерела живлення може змінюватися в процесі експлуатації приладу, струм I_x може визначати

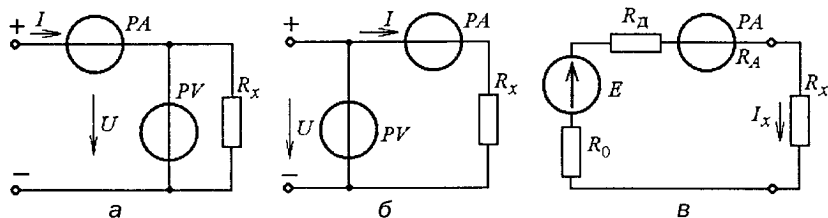


Рис. 10.25. Схеми вимірювання електричного опору

вимірювальну величину неадекватно. Тому на практиці застосовують омметри, в яких відхилення стрілки не залежить від ЕРС (напруги) джерела живлення. Як вимірювальний механізм тут використовуються логометри (див. рис. 10.11).

Для більш точного вимірювання опорів застосовують *мостові схеми*. Найпростіша схема моста постійного струму наведена на рис. 10.26.

У три плеча моста увімкнуті резистори з опороми R_1 , R_2 і R_3 , у четверте плече — об'єкт з опором R_x , який вимірюється. До вузлів A і B приєднано джерело живлення GB , між вузлами C і D увімкнено магнітоелектричний гальванометр — надзвичайно чутливий прилад PA . Змінюючи опори R_1 , R_2 і R_3 , можна добитися рівноваги моста, при якій струм у гальванометрі відсутній. У цьому разі напруга між вузлами C і D дорівнює нулю, струми у вітках AC і CB однакові, струми у вітках AD і DB також однакові.

Враховуючи це, можна написати $I_1 R_1 = I_2 R_3$ та $I_1 R_2 = I_2 R_x$ і після почленного ділення рівняння знаходимо: $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_x}$ або $R_1 R_x = R_2 R_3$.

Звідки шуканий опір:

$$R_x = \frac{R_2 R_3}{R_1}. \quad (10.9)$$

Урівноважені мости застосовуються також для вимірювання опорів у колах змінного струму, але при цьому використовуються елементи з реактивними опороми.

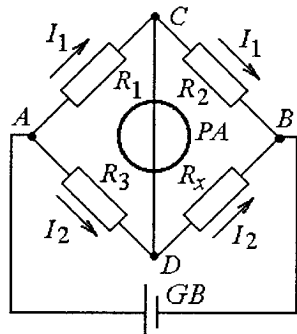


Рис. 10.26. Мостова вимірювальна схема

Для вимірювання великих опорів (наприклад, у ізоляції проводів) слугує *мегомметр*. Він відрізняється від омметра тим, що за джерело живлення тут використовується магнітоелектричний генератор, який приводиться в дію рукою. ЕРС генератора досягає досить високих значень (500...2000 В), завдяки чому мегомметром можна вимірювати дуже великі опори, хоча і приблизно.

Сучасні електронні методи значно розширили можливості з діагностики

стану ізоляції. Так цифрові вимірювачі опору ізоляції МІС-1000 і МІС-2500 (рис. 10.27) призначені для безпосереднього виміру опору ізоляції кабельних ліній, трансформаторів, двигунів тощо.

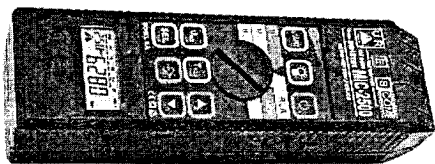


Рис. 10.27. Вимірювач стану ізоляції

Прилад типу МІС-1000 вимірює опір ізоляції до 110 ГОм, МІС-2500 – до 1100 ГОм. У них є важлива функція: вимірювати опір ізоляції за три часові проміжки і таким чином обраховувати коефіцієнти абсорбції (вологості) і поляризації (старіння) ізоляції. Реєстрація результатів в пам'яті приладу дозволяє контролювати стан ізоляції з плином часу. Вимірювачі дають змогу ще вимірювати напругу постійного і змінного струму від 50 до 2500 В, малі опори від 0,1 Ом. Мають вони й інші функції.

10.6.2. Вимірювання активної потужності в трифазних колах

Потужність трифазного кола, залежно від схеми з'єднання і симетричності навантаження, може бути виміряна безпосередньо одним, двома чи трьома однофазними ватметрами або одним трифазним ватметром.

Універсальна схема з двома ватметрами (рис. 10.28) широко застосовується в трипровідних трифазних колах, тобто при з'єднанні приймачів «трикутником» або «зіркою» без нейтрального проводу, як при симетричному, так і при несиметричному навантаженні фаз. Послідовні (струмові) обмотки ватметрів вмикають у будь-які дві лінії трифазного кола, а їхні паралельні обмотки – на лінійні напруги (кожна з них між вибраною лінією і третьою вільною лінією).

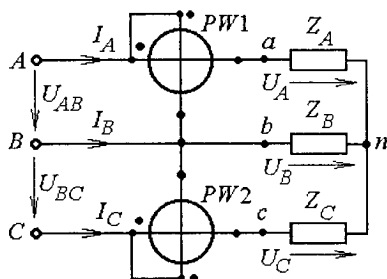


Рис. 10.28. Схема з двома ватметрами

Миттєві потужності, які відповідають ватметрам при з'єднанні приймачів «зіркою»: $p_1 = u_{AB} i_A = (u_A - u_B) i_A$; $p_2 = u_{CB} i_C = (u_C - u_B) i_C$.

Їхня сума: $p_1 + p_2 = u_A i_A - u_B i_A + u_C i_C - u_B i_C = u_A i_A - u_B (i_A + i_C) + u_C i_C$.

Але для трипровідного кола $i_A + i_C = -i_B$, тому маємо:

$$p_1 + p_2 = u_A i_A + u_B i_B + u_C i_C = p_A + p_B + p_C = \sum_1^3 p_k.$$

Звідки випливає на підставі (3.62), що сума показів двох ватметрів дорівнює активній потужності трифазного кола:

$$P = P_A + P_B + P_C = \sum_1^3 \left(\frac{1}{T} \int_0^T p_k dt \right) = P_1 + P_2. \quad (10.10)$$

Двоелементний трифазний ватметр електродинамічної або феродинамічної системи складається з двох конструктивно

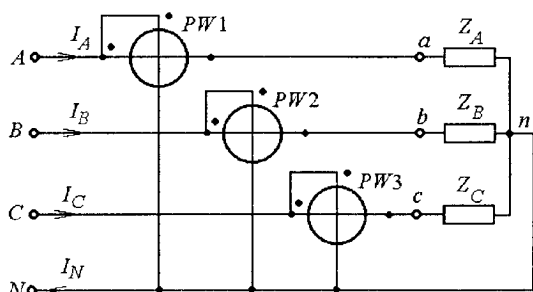


Рис. 10.29. Схема вимірювання потужності у чотириввідних колах трифазної системи

пов'язаних між собою однофазних ватметрів, розміщених у спільному корпусі і з'єднаних за схемою двох ватметрів. Рухомі частини ватметрів закріплені на спільній осі і їхні обертальні моменти підсумовуються, тому ватметр відразу показує активну потужність трифазного кола.

У чотириввідних колах трифазної системи (з'єднання «зіркою» з нейтральним проводом) при несиметричному навантаженні $i_A + i_B + i_C = i_N \neq 0$, тому схема двох ватметрів не застосовується. Тому потужність кола вимірюється одним триелементним трифазним ватметром або трьома однофазними ватметрами (рис. 10.29), які вимірюють фазні потужності:

$$P = P_A + P_B + P_C. \quad (10.11)$$

У симетричному трифазному колі при з'єднанні приймачів «зіркою» або «трикутником» загальна потужність може бути визначена за допомогою одного однофазного ватметра (рис. 10.30), включеного на фазні струм і напругу: він вимірює потужність однієї фази P_ϕ . Якщо нейтральна точка n «зірки» недоступна, то вона може бути створена штучно трьома резисторами, з'єднаними симетричною «зіркою». Потужність кола дорівнює потроєній потужності, яка вимірюється одним ватметром, тобто $P = 3P_\phi$.

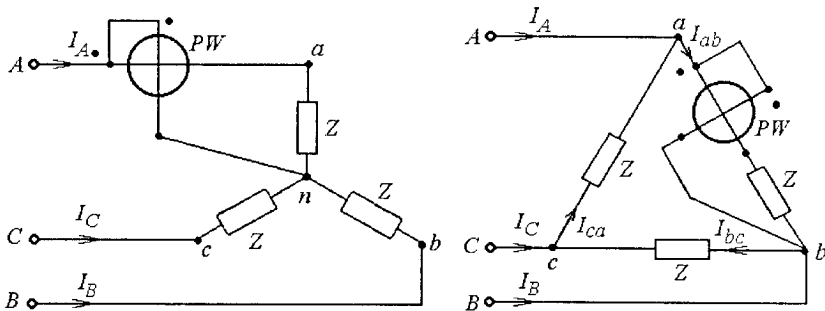


Рис. 10.30. Схема вимірювання потужності у трифазних колах з симетричним навантаженням

10.6.3. Вимірювання електричної енергії

Лічильники електричної енергії наведені на рис. 10.31. Ліворуч — лічильник активної електроенергії для однофазних двохпроводних мереж синусоїдного струму частотою 50 Гц. Праворуч — лічильник для виміру і обліку активної і реактивної електроенергії і потужності у трифазних три- і чотирипроводних мережах змінного струму в одному (двох) напрямках обліку.

Принцип дії цих електронних лічильників частково відповідає тому, що розглянуто для лічильника на рис. 10.24, хоча вони дещо простіші й їхні функції і можливості відповідно обмежені. З точки зору користувача важливим є зовнішнє включення лічильників у мережу, що спостерігається. Схеми підключення лічильників зображені на рис. 10.32: а — для однофазного і б — для трифазного. За необхідності розширення можливостей по вхідних параметрах можливо також включення в мережу через трансформатори струму та напруги.

Очевидно, що з двох лічильників (рис. 10.31) трифазний має значно більші можливості, тому подамо його параметри докладніше.

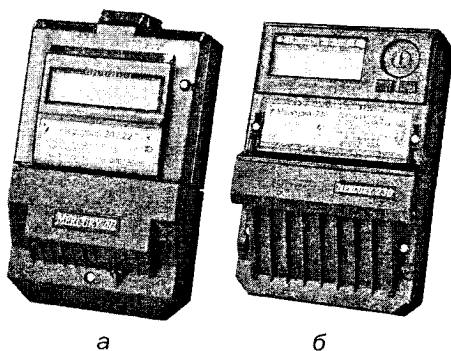


Рис. 10.31. Лічильники електроенергії

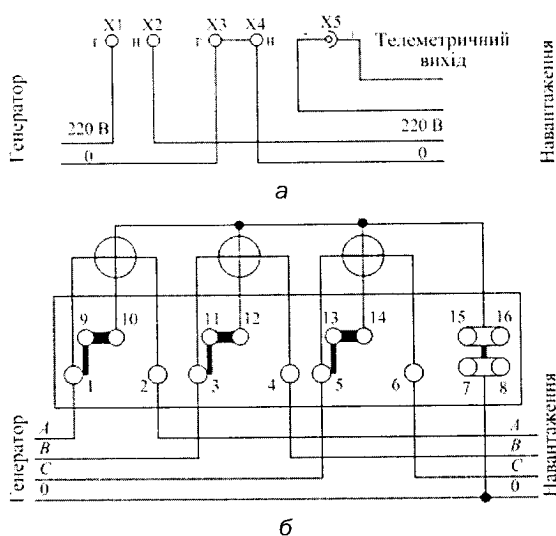


Рис. 10.32. Схеми вмикання лічильників електроенергії

Лічильник обраховує потужність і електроенергію цифровим методом. Він також вимірює миттєві значення потужності і діючі значення струмів і напруг, частоту, $\cos\phi$. Має цифровий інтерфейс, інфрачервоний порт, автоматичну самодіагностику з індикацією помилок, має функцію зберігання журналу подій, електронну пломбу та ще низку можливостей.

10.7. Електричні методи вимірювання неелектричних величин

10.7.1. Основні поняття і визначення

У різних галузях науки і техніки для вимірювання неелектричних величин широко використовують електричні вимірювання. При цьому неелектрична величина за допомогою вимірювального перетворювача (ВП) або датчика перетворюється на електричну, що вимірюється електровимірювальним приладом, який градується в одиницях цієї неелектричної величини. Перетворювачі поділяють на параметричні і генераторні.

У *параметричних* ВП зміна вимірювальної неелектричної величини (розміри, температура, тиск, вологість, швидкість та ін.) перетворюється на зміну будь-якого електричного або магнітного параметра (наприклад, опора R , індуктивності L , ємності C), для вимірювання яких необхідне стороннє джерело енергії.

У *генераторних* ВП під дією неелектричної величини виробляється ЕРС. Генераторні ВП поділяють на індукційні, термоелектричні, п'єзоелектричні та інші перетворювачі.

Датчики зазвичай характеризуються чутливістю і роздільною здатністю. Чутливість датчика відображається відношенням $S = \Delta a_{\text{вих}} / \Delta a_{\text{вх}}$, де $\Delta a_{\text{вих}}$ — зміни електричної величини на виході датчика; $\Delta a_{\text{вх}}$ — зміни неелектричної величини на його вході.

Під роздільною здатністю датчика розуміють межу вимірювання вимірюваної неелектричної величини, до якої похибка перетворення не перевищує допустимого значення.

Розглянемо вимірювання ряду неелектричних величин.

10.7.2. Методи вимірювання магнітних величин

Магнітні вимірювання можуть мати самостійну мету, а також можуть забезпечувати вимірювання інших електричних і неелектричних величин.

Сутність методів магнітних вимірювань залежить від фізичного явища, використовуваного для вимірювального процесу, найчастіше — перетворення магнітної величини на електричний сигнал. Розглянемо деякі поширені методи магнітних вимірювань.

Підґрунтям індукційного методу є вимірювання ЕРС, яка виникає у витках дроту при зміні зчепленого з ними магнітного потоку Φ (рис. 10.33, а). Най-

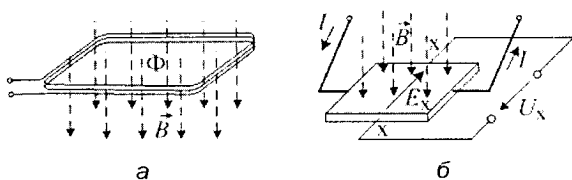


Рис. 10.33. Принципи вимірювання магнітних величин

простіше це зробити при синусоїдному законі зміни магнітних величин, як і магнітного потоку (8.47). Якщо витки намотані достатньо щільно, то зчеплений з ними потік однаковий. Тоді можна виміряти діюче значення ЕРС (8.50), як напругу U на застискачах мініатюрної котушки, а через неї — амплітуду магнітного потоку:

$$\Phi_m = \frac{U}{4,44 f w}. \quad (10.12)$$

Коли магнітне поле у межах площі S витків однорідне і спрямоване перпендикулярно їхньої площини, то за (8.3) визначаються амплітуда магнітної індукції і за (8.1) — амплітуда напруженості магнітного поля:

$$B_m = \frac{\Phi_m}{S}; \quad H_m = \frac{B_m}{\mu_0 \mu_r}. \quad (10.13)$$

При вимірюванні індукційним методом величин постійного магнітного поля все зберігає силу, але котушку треба обертати з частотою f .

Зручнішим у постійних магнітних полях є застосування приладів з *гальваномагнітними перетворювачами Холла*. Власне цей перетворювач подано на

рис. 10.33, б, а простий варіант структурної схеми *тесламетра* — на рис. 10.34, де B — магнітна індукція — вхідний

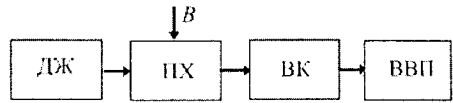


Рис.10.34. Структурна схема тесламетра

сигнал, ПХ — перетворювач Холла, ДЖ — джерело живлення (стабілізованого постійного струму), ВК — вимірювальне коло, ВВП — вихідний вимірювальний прилад (наприклад, мілівольтметр).

Якщо напівпровідниковий кристал (рис. 10.33, б) міститься у магнітному полі і через нього проходить струм, то у кристалі виникає поперечна ЕРС Холла E_x . Вона вимірюється як напруга U_x на відповідних електродах, а магнітна індукція визначається як функція $B(U_x)$ по тарувальних кривих, або при лінійній функції: $B = s_x U_x$, де s_x — чутливість ПХ, визначена заздалегідь за еталонними приладами.

Гальваномагнітні перетворювачі Холла можна використовувати і у змінних магнітних полях, але при цьому потрібна достатньо складна система компенсації індукційної ЕРС.

Найбільшою точністю вимірювання постійних полів вирізняються прилади на основі ядерного магнітного резонансу (ЯМР). Такі магнітометри використовуються як вимірники слабких і сильних магнітних полів, а також як зразкові при перевірці тесламетрів нижчого класу точності. Прибори на основі ЯМР випускаються серійно, наприклад відомий тесламетр Ш1-1: межі вимірювання 0,025...2,5 Тл, погрішність 0,005...0,01%.



Рис.10.35. Регульовані давачі Холла

На рис. 10.35 зображено регульовані давачі Холла *SS421H*, призначені для виміру частоти обертання двигунів у низькообертових вентиляторах, у керуванні переміщенням, на транспортерних стрічках (конвеєрах). Прилад складається з давача

Холла і системи обробки сигналу, має систему термокомпенсації, синхронізації, управління і логіку моніторингу магнітного поля. Внутрішня схема має таймер, який запобігає спрацюванню, якщо частота входних сигналів менша за встановлене значення. Виробляється у пластмасовому корпусі з чотирма виводами. Напруга живлення від 4 до 16 В, струм 15 мА, діапазон температур $-40...+105^{\circ}\text{C}$, вихідна напруга 0,4 від входній, струм 20 мА, включення при $+0,025\text{ Тл}$, відключення при $-0,025\text{ Тл}$, діапазон вимірних частот обертання $1800...5200\text{ об/хв}$.

10.7.3. Вимірювання лінійних переміщень і товщини

Для вимірювання лінійних переміщень, товщини, рівня або об'єму рідини й інших механічних параметрів використовуються різні типи ВП.

Розглянемо рівнемір з реостатним ВП (рис. 10.36). Принцип його дії заснований на зміні опору реостата під впливом на його повзункової будь-якої змінної неелектричної величини. Зміна рівня (об'єму) рідини в баці 1 приводить до підйому або опускання поплавка 2, механічно пов'язаного з повзунком дровтового реостата 3. Частини реостата з опорами R_1 і R_2 з'єднуються послідовно з котушками $K1$, $K2$ магнітоелектричного логометра 4 і живляться джерелом GB з ЕРС E . Шкала 5 вимірювача відградунована в одиницях рівня або об'єму V .

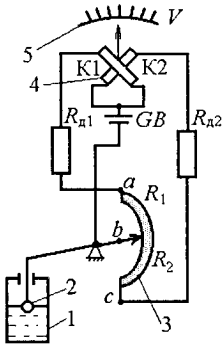


Рис. 10.36. Схема рівнеміру

Недоліками реостатного ВП є ковзний контакт, невисокі чутливість і роздільна здатність. Тому поданий пристрій рівнеміра застосовується для вимірювання значної зміни рівня рідини.

Як приклад пристрою вимірювання малих розмірів розглянемо товщиномір з індуктивним перетворювачем (рис. 10.37). Виріб 2 товщиною d пропускають між роликками 1 та 3. Шток 4, пов'язаний з рухомих роликком 3, впливає на положення рухомого якоря 5. Залежно від величини

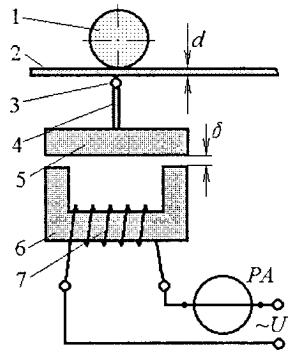


Рис. 10.37. Схема товщиноміру з індуктивним перетворювачем

проміжку δ під дією напруги джерела U в магнітопроводі 6 котушки перетворювача 7 буде встановлюватися відповідна амплітуда магнітного потоку. Зміна амплітуди цього потоку викличе зміну повного опору Z , а отже, і струму в котушці $I = U / Z$ за рахунок зміни її індуктивності L . Міліамперметр PA , що вимірює струм, можна відградувати в одиницях товщини виробу, наприклад, у мкм.

10.7.4. Вимірювання механічних навантажень та тиску

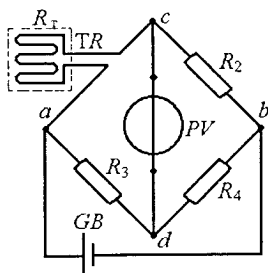


Рис. 10.38. Мостова схема вимірювання механічного навантаження

Для вимірювання механічних напруг у деталях машин застосовують дровотві перетворювачі – тензорезистори (рис. 10.38). Тензорезистори виготовляють у вигляді тонкого дроту або фольги із константану, ніхрому, манганіну або хромелю, зигзагоподібно приклеєної до смужки діелектрика, наприклад, паперу. Тензорезистор з опором до кількох сотень омів надійно приклеюється до поверхні деталі, що досліджується, так, щоб довгі боки петель дроту збігалися з напрямком очікуваної деформації. При деформації деталі дріт зазнає стиснення або розтягання, що викликає зміну його опору на ΔR . Відносна зміна цього опору є лінійною функцією деформації Δl :

$$\frac{\Delta R}{R_T} = k_d \frac{\Delta l}{l}, \quad (10.11)$$

де k_d – коефіцієнт деформації; R_T – опір перетворювача; l – довжина деталі, що деформується.

Зазвичай тензорезистор TR вмикають виводами в коло вимірювального моста (рис. 10.38). Опори моста підбирають так, щоб при нульовій деформації міст був збалансованим, тобто при поданій від джерела напруги U_{ab} в діагоналі cd напруга U_{cd} дорівнювала 0. Із умови рівноваги моста $R_T R_4 = R_2 R_3$ легко підібрати решту опорів резисторів моста.

На рис. 10.39 зображено давачі відносного тиску, які конструктивно являють собою мостову схему Вінстона з чутливим елементом, обробленим за кремнієвою п'єзорезистивною технологією. Давачі вимірюють тиск у діапазоні 0...100 Па з часом

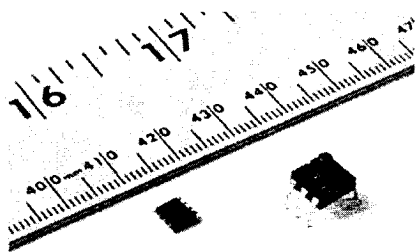


Рис.10.39. Давачі відносного тиску

відклику 1 мс. Вони застосовуються у медичному обладнанні, альтиметрах, барометрах, пристроях пневматичного контролю тощо і працюють у корозійностійких, неіонізованих газових середовищах у широкому температурному діапазоні від -40 до 125 °С.

10.7.5. Вимірювання частоти обертання

Для вимірювання частоти обертання використовують індукційні перетворювачі, принцип дії яких оснований на явищі електромагнітної індукції. Тут вимірювальна механічна величина перетворюється на індуковану ЕРС. Прилади для вимірювання частоти обертання називаються *тахометрами*.

У тахометрах або тахогенераторах індукційний вимірювальний перетворювач являє собою мікрогенератор постійного струму (рис. 10.40). Магнітний потік Φ у зоні обмотки якоря 1 створюється постійним магнітом 2 і замикається через магнітом'які пластини 3 і полюси 4. Установлені на колекторі 5 якоря щітки 6 приєднані до затискачів вольтметра.

Оскільки вимірювана вольтметром напруга U дорівнює ЕРС E генератора, а остання прямопропорційна частоті обертання n якоря (див. розділ 13): $E = C_E n \Phi$, де C_E — конструкційний коефіцієнт генератора, то вольтметр можна поградуювати в одиницях частоти обертання якоря. Якір генератора зазвичай пов'язують гнучким валом з валом машини, частота обертання якої вимірюється.

В *індукційному* тахометрі (рис. 10.41) постійний магніт 1 обертається зі швидкістю n , що вимірюється, його поле перетинає алюмінієвий диск 2 і наводить у ньому вихрові струми. Обертальний момент, створений взаємодією вихрових струмів диска з обертовим магнітним полем, повертає диск на деякий кут α , при якому обертальний і протидіючий

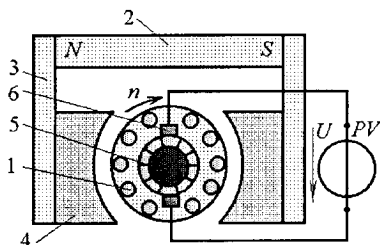


Рис. 10.40. Магнітоелектричний тахогенератор постійного струму

(створений пружиною 3) моменти зрівноважуються. Оскільки протидіючий момент пропорційний куту закручування пружини, а обертальний — частоті обертання магніту, відхилення стрілки тахометра пропорційне вимірювальній частоті обертання, в одиницях якої і градується шкала приладу.

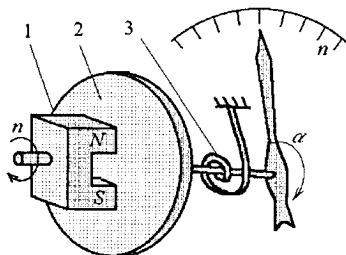


Рис. 10.41. Індукційний тахометр

Найефективнішим методом вимірювання частоти обертання є застосування різних давачів сигналу у комплекті з будь-яким частотоміром. Ці давачі закріплюються на нерухомій частині, приміром, двигуна, і вони сприймають збуджуючу дію первісного джерела, закріпленого на обертовій частині.

Таким джерелом може бути постійний магніт – тоді давачем, сприймаючим магнітне поле, буде один з варіантів, зазначених на рис. 10.33. Другий варіант з них – спеціально пристосований для вимірювання частоти обертання інтегрований давач Холла вже був окремо представлений на рис. 10.35.

Джерелом світлового сигналу може бути світлодіод або звичайна мініатюрна лампа розжарювання. Світлові джерела можна розташувати на нерухомій основі, як і давач – приймач сигналу. Тоді дискретизація сигналу забезпечується обертовим диском з прорізами, через які первісний сигнал потрапляє на давач періодично. Як приймач сигналу можна використати фотодіод, або оптоприймач в інтегральному виконанні. Варіантом останнього є оптоприймач HFD3023-500 (рис. 10.42) для передачі сигналу в оптоволоконних системах зв'язку. Прилад складається з мікросхеми з інтегрованими фотодіодом і схемою підсилювача, а також вихідного транзистора з відкритим колектором.

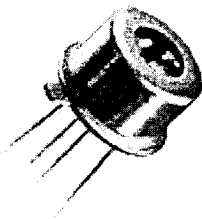


Рис.10.42.
Оптоприймач
HFD3023-500

У будь-якому разі частота сигналів, які надходять з давачів на частотомір, пропорційна або дорівнює частоті обертання двигуна чи іншого пристрою. Тоді роль частотоміра полягає у перерахуванні частоти сигналу у частоту обертання (або просто у вимірюванні частоти) і перетворенні результату у цифрову форму з її відображенням на екрані або табло.

10.7.6. Вимірювання температури

Як первинні вимірювальні перетворювачі в теплотехнічних контрольно-вимірювальних приладах зазвичай застосовують термопари і термометри опору. Принцип дії термопари — термоелектричного перетворювача — заснований на явищі термоелектричного ефекту. Термопара являє собою два провідники 1 і 2 з різнорідних металів (хромель-копель, мідь-константан та ін.), спаяних між собою з одного кінця 3 (рис. 10.43). Цей кінець поміщають у середовище з температурою T_1 , що вимірюється. Тоді між двома іншими кінцями (холодними) провідників з температурою T_2 виникає термо-ЕРС $E_T = \alpha_T(T_1 - T_2)$, де α_T — температурний коефіцієнт термопари. Вхідною величиною термопари є температура T_1 , вихідною — термо-ЕРС E_T . Прилади, що містять вказаний термоелектричний перетворювач і призначені для вимірювання високих температур, називаються пірометрами або термоелектричними термометрами. Вільні кінці пірометра мають кімнатну температуру T_2 і з'єднані з мілівольтметром PV , шкала якого градується безпосередньо в градусах Цельсія.

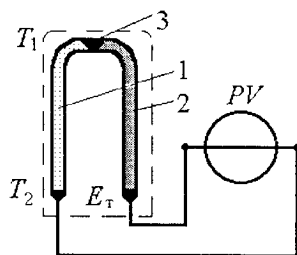


Рис. 10.43. Схема вимірювання температури за допомогою термопари

Температура може бути виміряна за допомогою термометрів опору, чутливим елементом яких є терморезистор. Терморезистором називають металічний або напівпровідниковий елемент, що змінює свій опір при вимірюванні температури. Знаючи залежність опору елемента від температури, можна по зміні опору визначити температуру середовища, в якому розміщений терморезистор.

Термометри опору широко застосовують для вимірювання температури в інтервалі від -260 °С до $+750$ °С. Їх вмикають у коло моста (див. рис. 10.26 або рис. 10.38) і вимірюють опір нульовим методом (зрівноважений міст) або методом відхилення (неврівноважений міст).

У цьому розділі наведено кілька прикладів вимірювання неелектричних величин, але реально існує ще багато різних перетворювачів, завдяки яким можна електричними методами вимірювати практично будь-які неелектричні величини та параметри, якщо на те є потреба.

Запитання для самоконтролю

1. Які види електровимірювальних приладів Ви знаєте?
2. Що називають абсолютною, відносною та зведеною похибками електровимірювальних приладів?
3. Як розширюють границі вимірів амперметрів та вольтметрів?
4. Чому внутрішній опір амперметра є малим, а вольтметра — великим? І що станеться, якщо помилково увімкнути амперметр у коло паралельно, а вольтметр — послідовно?
5. Чим визначаються і які бувають класи точності електровимірювальних приладів?
6. Зобразіть схему вмикання амперметра, вольтметра та ватметра у електричне коло.
7. Як визначити ціну поділки багатограничного приладу?
8. Поясніть будову та принцип дії електровимірювальних приладів основних систем: магнітоелектричної, електродинамічної, електромагнітної.
9. Яка інформація відображається на електровимірювальних приладах різними умовними позначками?
10. Чим різняться аналогові й цифрові електровимірювальні прилади?
11. Наведіть приклади електронних електровимірювальних приладів.
12. Чим відрізняються прилади індикаторного типу від інших?
13. Які функції виконують такі прилади, як реєстратори та самописці?
14. Якими методами можна вимірювати електричний опір?
15. Як вимірюється активна потужність у трифазних електричних колах?
16. Які прилади існують для вимірювання обсягів електричної енергії?
17. Поясніть будову і принцип дії електронно-променевого осцилографа.
18. Наведіть приклади вимірювання неелектричних величин електричними методами.
19. Які давачі застосовують для вимірювання магнітних величин?
20. Як можна вимірювати електричними методами лінійні розміри або переміщення?
21. Наведіть схему вимірювання механічного навантаження.
22. Які методи вимірювання частоти обертання Ви знаєте?
23. Якими давачами користуються для вимірювання температури електричними методами?
24. Які прилади, на Ваш погляд, і на якій основі набувають все більшого поширення у галузі електричних вимірювань?

11. ЕЛЕКТРИЧНІ АПАРАТИ

11.1. Загальне поняття про електричні апарати

Електричні апарати (ЕА) — це технічні засоби, призначені для керування електричним струмом і пов'язаними з ним величинами. А саме, функції ЕА полягають в керуванні такими параметрами, як сила струму, напруга, потужність, частота, енергія, магнітний потік та ін.

З технічної точки зору ЕА виконують такі функції:

- 1) комутація (вмикання і вимикання) ліній електропередачі, розподільних електричних мереж і електротехнічних пристроїв;
- 2) автоматичне і неавтоматичне регулювання, стабілізація, зміна за заданим законом електричного струму й інших параметрів;
- 3) захист електротехнічного обладнання від аварійних режимів, таких як: коротке замикання, тривале перевантаження, підвищення або зниження напруги до недопустимого рівня, зміна частоти та ін.;
- 4) контроль параметрів електричного струму для подачі інформації на вхідні органи апаратів захисту і керування;
- 5) перетворення параметрів струму (його виду, форми кривої, частоти та ін.), наприклад, перетворення постійного струму на змінний струм, постійного на імпульсний.

Електричні апарати умовно поділяють на такі основні види:

- 1) **апарати високої напруги** — для керування електричними мережами високої напруги (6, 10, 20, 35, 110, 220, 330, 500, 750, 1150 кВ); до роботи з такими ЕА допускається тільки спеціально підготовлений персонал;
- 2) **апарати керування** — керують режимами роботи і здійснюють автоматичний захист від аварійних режимів електротехнічного обладнання і розподільних мереж на номінальні напруги 127, 220, 380, 500, 660, 1140 В;
- 3) **електричні апарати автоматики** — контролюють електричні і неелектричні параметри працюючого обладнання

за допомогою генерації і подачі сигналів у кола автоматики і керування;

- 4) *автоматичні регулятори і стабілізатори* — для регулювання і підтримування на заданому рівні різних параметрів працюючого електрообладнання;
- 5) *підсилювачі і перетворювачі* різних сигналів, дій, потоків енергії та ін.

11.2. Приклад використання електричних апаратів

Приклад використання електричних апаратів у лінії електропередачі (ЛЕП) і системі електроживлення трифазного асинхронного двигуна (ТАД) наведено на рис. 11.1. Тут трансформатор T підключається до трифазної ЛЕП на 10 кВ олійним (масляним) високовольтним вимикачем $Q1$. Рубильником $QS1$ до вторинної обмотки трансформатора підключається розподільна трифазна електромережа на 400 В.

Трипровідні відводи (фідери) від цієї ЛЕП ідуть до конкретних споживачів. Одним з них є ТАД з позначенням M . У всі лінії його фідера 1 включені плавкі запобіжники $FU1$, $FU2$, $FU3$, що захищають ТАД, фідер та ЛЕП від струмів короткого замикання.

Щоб запустити ТАД, треба натиснути кнопку «пуск» $S1$: при цьому напруга подається на котушку електромагнітного контактора KM , він спрацьовує і через лінійні силові контакти $KM:1$, $KM:2$, $KM:3$, що замкнулися, подає напругу на трифазну обмотку статора ТАД. Перелічені контакти обладнані пристроями гасіння дуги, що виникає при їхньому розмиканні. Допоміжний слабкострумний контакт $KM:4$ призначений для збереження живлення контактора після самоповернення кнопки $S1$ у вихідний стан.

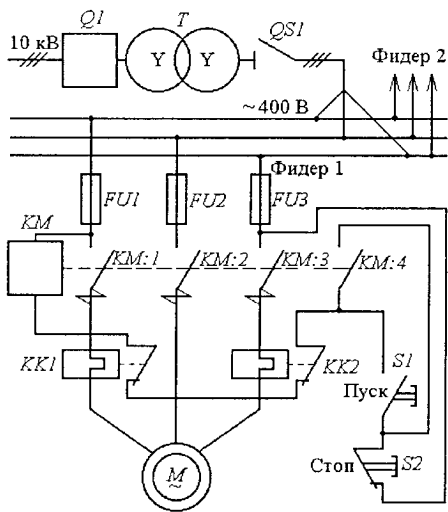


Рис. 11.1. Приклади використання електричних апаратів

Щоб вимкнути ТАД, слід натиснути кнопку $S2$ «стоп», і контактор, позбавлений живлення, розімкне всі свої контакти дією сили пружини.

Теплові реле $KK1$ і $KK2$ призначені для захисту ТАД від тривалого перевантаження. Якщо при роботі ТАД струми його ліній перевищують допустиме значення протягом певного часу, то чутливі теплові елементи реле $KK1$ і $KK2$ спрацьовують і розмикають контакти своїх реле. Знімається живлення з контактора KM , і він відключається, розмикаючи свої контакти і вимикаючи живлення ТАД.

У схемі на рис. 11.1 всі елементи, за винятком T і M , є електричними апаратами. Вони набули поширення через широку сферу їхнього застосування.

11.3. Узагальнена структура електричного апарата

За принципом дії, призначенням і конструкцією ЕА дуже різноманітні. Однак для загального уявлення про них скористуємося умовною блок-схемою, наведеною на рис. 11.2. У цьому разі електричний апарат розглядається як керуючий привод, що замикає і розмикає контакт Q в комутованому електричному колі (КЕК), а в загальному разі це може бути і структура контактів.

Привод ЕА являє собою систему взаємопов'язаних пристроїв і механізмів, призначених для виконання заданих механічних операцій. У ЕА можуть використовуватися ручні, електромагнітні, електродинамічні, пружинні, пневматичні, гідравлічні та інші приводи.

Черговий робочий цикл ЕА ініціюється надходженням командного імпульсу KI – це може бути, наприклад, механічне натискання, електричний або інший сигнал з будь-якого датчика або елемента електричного кола. За допомогою KI приводиться до дії пусковий пристрій (ПП), він запускає привод у рух і забезпечує спрацьовування апарата. ПП може бути кнопкою, тиристором, електромагнітом, гідравлічним або пневматичним клапаном та ін.

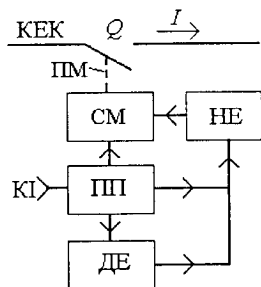


Рис. 11.2. Узагальнена структурна схема електричного апарата

Якщо енергії КІ недостатньо для спрацьовування ЕА, тоді знадобиться джерело енергії (ДЕ) (електрична, механічна, гідравлічна або інша енергія), а якщо джерело малопотужне, то енергія попередньо запасасться в накопичувачі енергії (НЕ), яким може бути акумулятор, конденсатор, пружинний механізм тощо. У підсумку, або безпосередньо під дією ПП, або за допомогою ДЕ і НЕ силовий механізм (СМ) (наприклад, електромагніт) через передаточний механізм (ПМ) переміщує рухомі контакти і, таким чином, ЕА спрацьовує.

Маючи загальне уявлення про електричні апарати, можна перейти до розгляду їхніх основних елементів — силового електромагнітного механізму і контактів, властивих більшості апаратів. А потім вже можна розглядати будову і принцип дії типових представників численної сім'ї ЕА.

11.4. Силовий електромагнітний механізм

Електромагнітні апарати, рухомі контакти яких замикаються під дією сили тяги електромагніта, дають змогу здійснювати дистанційне й автоматичне керування.

Варіанти електромагнітів зображені на рис. 11.3 — поворотного і 11.4 — утягувального (або поступального) типу, де 1 — намагнічуюча котушка, по якій пропускається струм I ; 2 — феромагнітне осердя; 3 — ярмір — рухлива частина осердя.

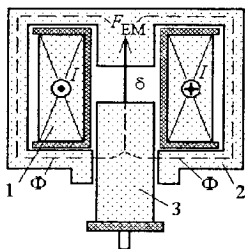


Рис. 11.4. Електромагнітний механізм утягувального типу

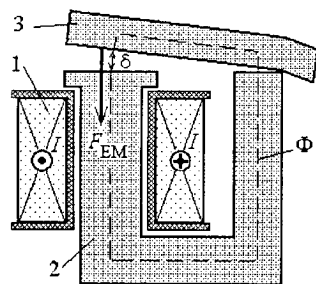


Рис. 11.3. Електромагнітний механізм поворотного типу

Котушка створює в магнітопроводі магнітний потік Φ , і на ярмір діє електромагнітна

сила $F_{EM} = \frac{B_{\delta}^2}{2\mu_0} S$, яка вже подавалась у

(8.19) (B_{δ} — індукція в проміжку δ ; S — площа прилеглого торця осердя; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м).

Електромагнітна сила, незалежно від напрямку струму, притягує ярмір до осердя, а з ярміром механічно пов'язана система

рухомих контактів ЕА. Електромагнітній силі, як правило, протидіє сила пружності пружини $F_{\text{ПР}}$ пов'язаної з якорем. І якщо $F_{\text{ЕМ}} < F_{\text{ПР}}$ то якір відтягується від нерухомої частини осердя.

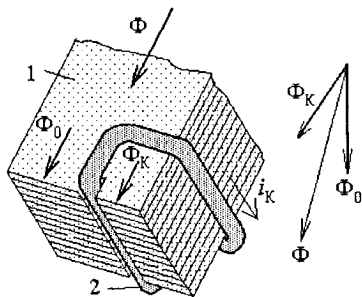


Рис. 11.5. Торцева частина осердя

Існують ще і поляризовані електромагнітні механізми, в яких напрямок сили залежить від напрямку струму.

Залежно від роду струму, що живить котушку, електромагніти поділяють на електромагніти постійного струму й електромагніти змінного струму. У першому випадку при нерухомому якорі $I = \text{const}$; $\Phi = \text{const}$ і $F_{\text{ЕМ}} = \text{const}$. А при $\Phi = \text{const}$, як

відомо (див. розділ 8), осердя може бути суцільним.

У другому випадку магнітний потік змінний (8.47), а сила $F_{\text{ЕМ}}$ є пульсуючою, що призводить до вібрації якоря і контактів, а змінний магнітний потік призводить ще до магнітних втрат в осерді. Для їх зменшення, як відомо, осердя виконується шихтованим.

Для зменшення вібрації в торцевій частині осердя 1 встановлюють короткозамкнений виток 2 (рис. 11.5). У ньому виникає ЕРС (8.16) і струм i_k , через що частини основного потоку Φ , а саме потоки Φ_0 і Φ_k зсунуті один відносно одного за фазою, як показано на векторній діаграмі на рис. 11.5. Тому в проміжку завжди є магнітне поле і якір завжди притягнуто до осердя, доки є струм у котушці.

На рис. 11.6 наведено варіант електромагніту змінного струму з короткозамкненими витками — 4 (решта позначень відповідає рис. 11.3 і 11.4). Тут якір мостового типу виконує поступальний рух.

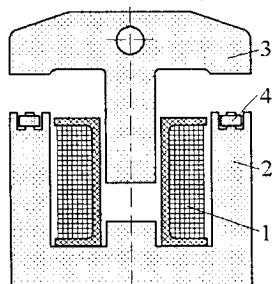


Рис. 11.6. Електромагніт змінного струму

11.5. Контакти комутуючі і проблема дугогасіння

Контакт — найвідповідальніша частина ЕА. Це те місце, де розмикається і замикається електричне коло. Контакти зазнають ерозії внаслідок іскріння, горіння електричної дуги і впливу

навколишнього середовища. Контакти мають контактний опір (можливі значення $R_k = 0,03 \dots 0,2$ Ом), через який вони нагріваються при тривалій роботі. Контакти повинні забезпечувати швидке розмикання електричного кола: може вимагатися час спрацьовування $t_{сп} = (0,5 \dots 2)$ мс; вони мають бути розраховані на багато циклів спрацьовування (число циклів досягає порядку $10^6 \dots 10^7$). Для забезпечення тривалої надійної роботи в описаних умовах контакти виконуються або покриваються стійким матеріалом (до таких належать мідь, срібло, золото, платина).

Залежно від виду стикування (рис. 11.7) контактуючих поверхонь розрізняють: а) точкові, б) лінійні і в, г) площинні контакти; за характером руху — контакти поворотного типу і прямоходові.

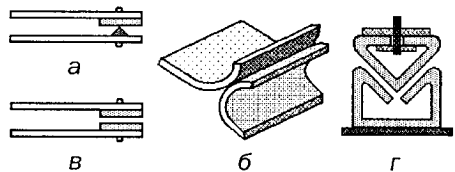


Рис. 11.7. Варіанти контактів

Конструктивне виконання контактних систем визначається комутованим струмом і напругою мережі. У реле захисту й автоматики використовуються слабкострумові контакти (до 5 А), вони розраховані на напругу рівня десятків і сотень вольт, у вимикаючих апаратах для комутації великих струмів контакти є сильнострумовими (розраховані на струми від вказаного рівня до десятків

тисяч ампер і на напруги будь-якого рівня аж до сотень тисяч вольт). Відповідно за виконанням розрізняють контактні системи торцеві, розеточні, щіткові, ковзні, рідинно-металеві та ін. На рис. 11.8 зображені варіанти конструкції контактної системи: а) контакти місткового типу; б) пальцевий контакт рубльачого типу; в) важільний контактний вузол (1, 2 — нерухомі та рухомі контакти; 3 — товчак; 4 — ізолятор).

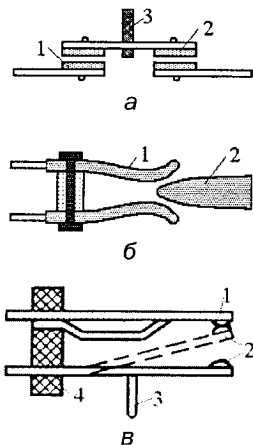


Рис. 11.8. Варіанти контактних систем

Одна з головних проблем експлуатації сильнострумових контактів — **електрична дуга**, що виникає при розмиканні електричного кола. Дуга приводить до ерозії і руйнування контактів, а також заважає швидкому знеструмленню електричного кола.

Згасання на контактах апарата електричної дуги забезпечується збільшенням її електричного опору, зниженням струму до критичних значень і розсіюванням остаточного газорозрядного каналу. Для цього необхідно або збільшити довжину дуги, або знизити на ній градієнт напруги — напруженість електричного поля $E = U_{\text{д}} / l_{\text{д}}$, де $l_{\text{д}}$ — довжина дуги між контактами; $U_{\text{д}}$ — напруга між ними.

На практиці використовують розтягування стовпа дуги видуванням її тепловими повітряними потоками або силами електродинамічної взаємодії струмів — все це для ЕА на струми до 10 А і при напрузі до 1140 В. У більш напружених випадках ефективною є дугогасильна решітка, що набрана зі сталевих пластин: дуга переміщується в пластини під дією тих же сил, розтягується і одночасно інтенсивно охолоджується. Процес гасіння прискорюється за допомогою магнітного дуття — створенням в зоні контактів магнітного поля. Тоді виникаюча сила Ампера (8.18) викидає дугу з контактів в дугогасильну решітку.

До радикальних, хоча й не позбавлених недоліків, рішень проблеми дугогасіння належить застосування *герконів* — магнітокерованих герметичних контактів — вони розміщені в камері з газом, який не іонізується (елегаз). У мережах середньої напруги (6...35 кВ) розповсюдження отримали вакуумні вимикачі: тут контакти містяться у вакуумних камерах. Вони здатні розмикати кола зі змінним струмом у десятки тисяч амперів. На середні та високі напруги розраховані елегазові вимикачі: тут камери заповнюються вже згаданим елегазом. Відомо також застосування безконтактних апаратів — напівпровідникових бездугових комутуючих апаратів, наприклад, на основі *тиристорів*.

11.6. Комутаційні апарати

Комутаційні апарати призначені для керування електричними колами і різними електротехнічними пристроями. До найпростіших із них належать *апарати ручного керування*, приклади яких наведені на рис. 11.9 і 11.10.

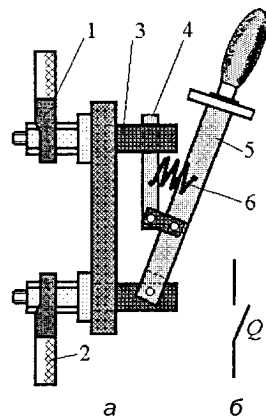


Рис. 11.9. Рубильник

Рубильник розраховано на ручний привод і він комутує електричне коло між вводами 1 і 2 (рис. 11.9). При вмиканні в нерухомих контактах 3 спочатку входить допоміжний — 4, а потім головний — 5 ніж. При розмиканні спочатку виходить головний ніж без створення електричної дуги і без ерозії основних струмонесучих поверхонь, а потім усі функції розмикання перебирає на себе допоміжний ніж, до того ж ці функції зводяться до мінімуму, завдяки прискореному розмиканню, яке забезпечується пружинним з'єднанням 6 двох ножів. На рис. 11.9, б зображено умовне позначення рубильника.

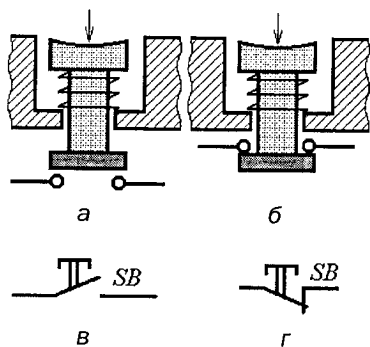


Рис. 11.10. Кнопки керування

На рис. 11.10, а, б зображені кнопки керування з замикальними і розмикальними контактами, а також їхні умовні позначення (в, г). Після відпускання кнопки пружина повертає її і контакт у вихідний стан.

Також до електромеханічних апаратів ручного керування належать *вимикач-роз'єднувач*, однополюсний варіант якого зображений на рис. 11.11. При переводі рукоятки вимикача-роз'єднувача типу ВН 32 з положення «OFF» (вимкнено) у положення «ON» (увімкнено) здійснюється замикання електричного кола містковим контактом. У розімкненому стані виникає подвійний розрив електричного кола, що дає змогу практично виключити пробій та перекривання дугою по ізоляції. Вимикач-роз'єднувач призначений для комутації змішаних активних та індуктивних навантажень, вже захищених від надструмів іншими комутаційними апаратами. Апарат випускається в одно-, дво-, три- та чотирьополусному виконанні і здійснює комутацію електричних кіл при помірних навантаженнях. Він застосовується

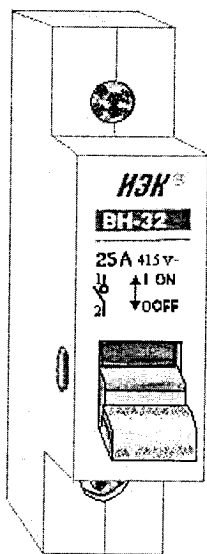


Рис. 11.11. Вимикач-роз'єднувач ВН 32

для комутації обліково-розподільного обладнання житлових і громадських будівель та споруд, де передбачається оперативне відключення від мережі окремих груп споживачів або ланок електрокомунікації.

Апарати автоматичного керування здійснюють комутацію сильнострумових контактів за допомогою силового електромагнітного механізму. Типовими представниками таких апаратів є контактори й автоматичні вимикачі.

Часті вмикання і вимкання потужних електричних кіл з напругою до 500–600 В при нормальному режимі роботи зазвичай проводяться *електромагнітними контакторами*. Часто контактори разом з реле попутно здійснюють захист електричних устат.

Основні величини, що характеризують технічний рівень контактора: час спрацьовування (0,06...0,32 с); час відпускання якоря (0,03...0,5 с); напруга втягувальної котушки (24...380 В).

Приклад контактора постійного струму, що комутує електричне коло зі струмом I_K , наведено на рис. 11.12, а. Контакттор має втягувальну котушку 1, систему головних контактів Q , розрахованих на струми до 1000 А, і часто забезпечується комплектом допоміжних блок-контактів $S2$. Котушка живиться від будь-якого джерела напруги U_y , має відносно невеликий робочий струм, вмикається і вимикається дистанційно вимикачем $S1$. На рис. 11.12 також позначені: 2 — осердя; 3 — якір; 4, 5 — демпфувальна і повертальна пружини; 6 — дугогасильна решітка (Д — електрична дуга). Умовне позначення контактора зображено на рис. 11.12, б, де KM — котушка; $KM:1$ — головний сильнострумовий контакт з дугогасінням; $KM:2$, $KM:3$ — допоміжні блок-контакти.

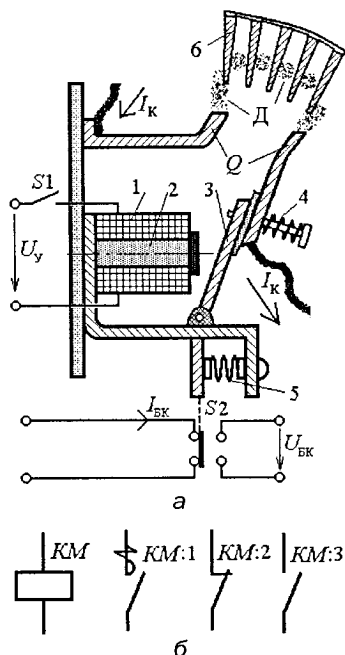


Рис. 11.12. Будова та умовне позначення контактора постійного струму

На рис. 11.13 зображений представник серії малогабаритних *контакторів змінного струму* загальнопромислового застосування, які випускаються на 10 номіналів струму навантаження від 9 до 95 А. Такі контактори призначені для пуску асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором на напругу до 660 В. Усі виконання на струм навантаження до 40 А мають одну групу додаткових контактів (закриваючих або розкриваючих), вище 40 А — дві групи (закриваючу і розкриваючу). Контактори серії КМИ дають змогу дистанційно керувати електродвигунами та іншими трифазними споживачами за допомогою малопотужної котушки.

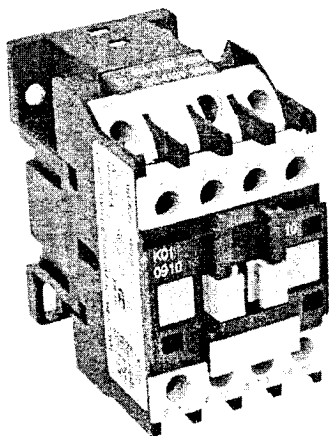


Рис. 11.13. Малогабаритний контактор змінного струму типу КМИ 10910

Для нечастого вмикання і вимикання електричного кола використовують *автоматичний повітряний вимикач*. Він має пристрій, який виконує функцію захисту кола, що комутується. Таким пристроєм слугує *розчіплювач* — елемент, який контролює заданий параметр кола і впливає на контактну систему автомата. Розчіплювач являє собою механізм з рухомою системою, що працює під тепловою або магнітною дією струму.

На рис. 11.14 наведено приклад *розчіплювача максимального струму*, що слугує для захисту від струмів короткого замикання

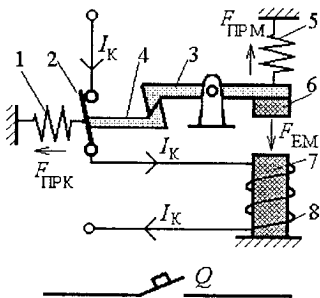


Рис. 11.14. Розчіплювач максимального струму

I_K . За суттю — це електромагніт, якір 6 якого притягується до осердя 7 при струмі котушки 8, коли він перевищує певне значення (струм уставки регулюється натягом протидіючої пружини 5). При цьому розчіплюються елементи зчипки 3–4 і зворотна пружина 1 розмикає контакт 2.

На рис. 11.15 зображено етапи спрацювання автоматичного повітряного вимикача з розчіплювачем максимального струму. Хоча конструкція

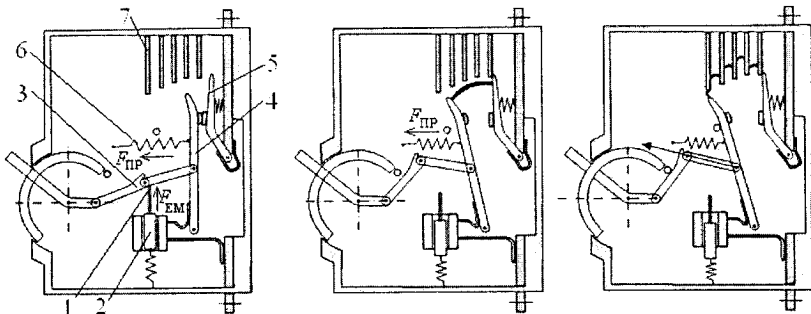


Рис. 11.15. Процес спрацювання автоматичного повітряного вимикача

його розчіплювача і відрізняється від рис. 11.14, але принцип роботи — подібний. Процес автоматичного вимкнення ініціюється ударом штоку 1, пов'язаного з осердям 2 електромагніту, по шарнірному приводу 3 рухомого контакту 4. Далі цей контакт відтягується від нерухомого контакту 5 пружиною 6, а електрична дуга, що виникла, гаситься на пластинах відповідної решітки 7.

На рис. 11.16 наведено приклад *теплого розчіплювача*, який слугує для захисту від струмів перевантаження. Чутливим елементом розчіплювача є *біметалева пластина 1* (коефіцієнт температурного розширення повинен бути в одній пластини дуже великий, а в іншій — дуже маленький). У коло струму I_K , яке захищається, увімкнено нагрівальний елемент 2. При певному співвідношенні значення струму I_K і тривалості його протікання температура підвищується і біметалева пластина деформується. Вона прогинається вгору і вивільняє важіль 3, який повертається під дією сили пружини 4 і розмикає контакт 5 у колі котушки електромагніта контактора *КМ*. Струм керування I_{KM} зникає, і силою пружини $F_{ПК}$ головні силові контакти автоматичного вимикача розмикаються, знеструмлюючи електричне коло. Після охолодження біметалевої пластини повернути розчіплювач у вихідний стан можна за допомогою натискання кнопки 6.

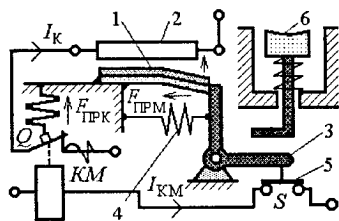


Рис. 11.16. Тепловий розчіплювач

Тепловий розчіплювач на короткочасні поштовхи струму не реагує, а важливим є тепловий фактор I^2t .

Можливі, наприклад, такі співвідношення струму і часу спрацювання:

$$I_k = 1,5I_{\text{НОМ}} - t_{\text{СП}} \cong 2 \text{ хв};$$

$$I_k = 3I_{\text{НОМ}} - t_{\text{СП}} \cong 35 \text{ с}.$$

Зовнішній вигляд одного з сучасних автоматичних вимикачів зображено на рис. 11.17. Він призначений для оперативного керування ділянками електричних кіл змінного струму на напруги 230/400 В і номінальні струми від 1 до 63 А, а також забезпечений двома системами захисту від надструмів: електромагнітною і електротепловою. Найбільший струм вимикання — не менше 4,5 кА, електрична зносостійкість — 6000, механічна — 20000 циклів. Такі апарати уніфіковані за посадочним місцем на монтажну DIN-рейку і можуть виконуватися на 1, 2, 3 і 4 полюсів, маса на полюс — 0,103 кг. Час спрацювання електромагнітного розчіплювача $t_{\text{СП}} < 0,1 \text{ с}$, теплового розчіплювача на $I_{\text{НОМ}} \leq 32 \text{ А}$: $t_{\text{СП}} \geq 1 \text{ год}$. при $I_k = 1,13I_{\text{НОМ}}$; $t_{\text{СП}} < 14 \text{ хв}$. при $I_k = 1,45I_{\text{НОМ}}$; $1 \text{ с} < t_{\text{СП}} < 60 \text{ с}$ при $I_k = 2,55I_{\text{НОМ}}$; на $I_{\text{НОМ}} > 32 \text{ А}$: $1 \text{ с} < t_{\text{СП}} < 120 \text{ с}$.

На рис. 11.18 проілюстровано варіант внутрішнього наповнення одного з сучасних автоматичних вимикачів розглянутого типу, де позначено: 1 — корпус з термостійкої пластмаси; 2 — рукоятка керування; 3 — присднувальні затискачі; 4, 5 — нерухомий та рухомий контакти з срібного композиту; 6 — котушка електромагнітного розчіплювача; 7 — біметалева пластина теплового розчіплювача; 8 — дугогасильна камера.

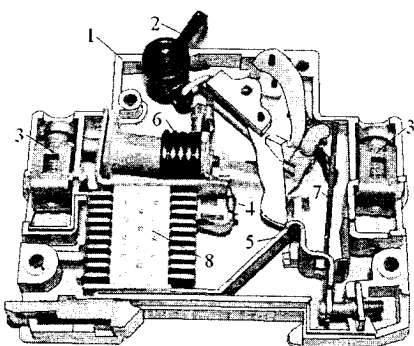


Рис. 11.18. Внутрішнє наповнення автоматичного вимикача

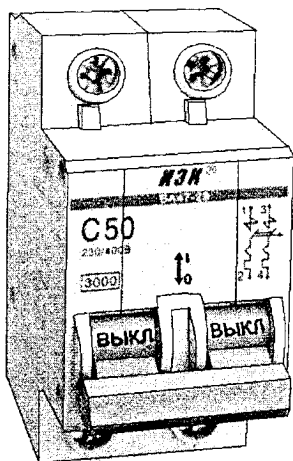


Рис. 11.17. Двополюсний автоматичний вимикач типу ВА 47-29

Ряд комутаційних апаратів не обмежується розглянутими прикладами. До них можна також зарахувати такі електричні апарати, як пакетні вимикачі, командоапарати, універсальні

перемикачі, командоконтролери, кінцеві і шляхові вимикачі, кнопкові станції тощо — вмикання і вимикання таких апаратів здійснюється ручним і автоматичним способами.

На рис. 11.19 зображено автоматичний вимикач серії ВА88. Це комутаційні апарати трифазного виконання (три- і чотириполюсні), оснащені двома системами захисту від надструму: електротепловою та електромагнітною зі взаємопов'язаними характеристиками. Передбачено 6 виконань на номінальні комутуючі струми від 125 до 1600 А з проміжними уставками електротеплових розчіплювачів. Призначені для групового захисту в житловому та громадському будівництві, виробничих об'єктів, електростанцій, розподільних пунктів. Система дугогасіння складається з решіток зі сталевими нікельованими вкладишами, при струмах 250 А і вище застосовані додаткові розпорощувачі дуги у вигляді товстих перфорованих сталевих пластин, вставлених в кришку.



Рис. 11.19. Автоматичний вимикач типу ВА88-35

Серед автоматичних вимикачів особливе місце займають *диференційні автомати*. Вони мають визначену уставку спрацьовування за струмом і забезпечують ефективний захист людини від враження струмом у разі його доторкання до струмоведучих частин або елементів електроустановки, які опинились під напругою через ушкодження ізоляції.

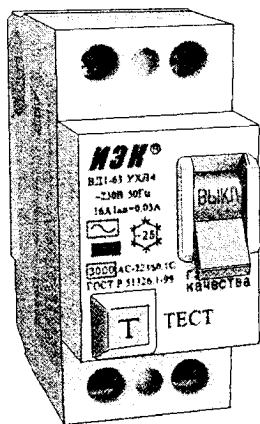


Рис. 11.20. Диференційний вимикач

Диференційний автомат являє собою сполучення двох функціональних вузлів: електронний модуль диференційного захисту (диференційний вимикач) і автоматичний вимикач. Зовнішній вигляд першого зображено на рис. 11.20, другий вже розглянуто на рис. 11.17. Завдяки останньому дифавтомат ще забезпечує ефективний захист електрообладнання від надструму (короткого замикання і перевантаження).

Варіант диференційного вимикача на рис. 11.20 є двополюсним, і він призначений для підвищення безпеки експлуатації людиною електрообладнання у побуті та промисловості в електричних мережах змінного струму напругою 230/400 В. Він має уставки струму 10, 30, 100 мА.

Чутливим елементом вимикача є диференційний трансформатор, через вікно осердя якого проходять усі вхідні провідники контрольованої мережі. Ці провідники є первинною обмоткою, сумарний (повний) струм якої у нормальному режимі дорівнює нулю через зустрічне протікання однакових струмів окремих провідників. Тому у магнітопроводі давача-трансформатора магнітного потоку немає і у вторинній — інформаційній обмотці немає напруги. У вихідному стані якір розчіплювача притягнутий постійним магнітом: механізм керування зведений.

При появі диференційного струму — струму витікання на заземлені елементи через порушену ізоляцію або через тіло людини, що доторкнулася, рівність струмів у дротах порушується. В осерді виникає магнітний потік, а у вторинній обмотці — напруга. Якщо небаланс струмів і відповідно магнітний потік достатні, то сигнал через електронний підсилювач, який має пороговий пристрій, надходить на виконавчий електромагніт скидання для подолання дії постійного магніту. Тоді повертальна пружина відірве якір від ярма осердя і через рухомий шток вдарить по поворотному елементу. Здійснюється скидання механізму керування — вимикач спрацьовує і надсилає сигнал відключення на автоматичний вимикач. Останній у підсумку відключає електроживлення аварійного електроустаткування.

Для здійснення періодичного контролю справності дифавтомата в електронний модуль влаштоване коло тестування. При натисненні кнопки «Тест» штучно створюється відмикаючий диференційний струм. Швидке спрацьовування автомата означає справність усіх його елементів.

11.7. Реле: загальне уявлення

Під реле розуміють слабкострумові електричні апарати, в яких при плавній зміні керуючого (вхідного) параметра до визначеного, наперед заданого значення, відбувається стрибкоподібна зміна керованого (вихідного) параметра (причому хоча б один з цих параметрів повинен бути електричним).

У цьому відношенні реле мають типову (рис. 11.21) *релейну характеристику* — залежність між вихідною y і вхідною x величинами. Стрілками показана послідовність переміщення по характеристиці при збільшенні вхідного сигналу від нуля до деякого значення x , з послідовним зменшенням знову до нуля.

Позначені точки $x_{сп}$ і $x_{по}$ — значення спрацьовування (наприклад, притягується якір, замикаються контакти) і повернення у вихідний стан. Реле характеризують коефіцієнтом повернення $k_{п} = x_{по} / x_{сп}$ (може бути в межах 0,4...0,95).

За *сферою застосування* реле можна підрозділити на реле для схем автоматики, реле для керування електроприводами і їхнього захисту, а також реле для захисту енергосистем.

Реле захисту керують режимами роботи всіх відповідальних елементів електричної системи: генераторів, трансформаторів, двигунів, ЛЕП тощо, діючи на контактори, вимикачі і регулювальні органи різних пристроїв. При досягненні певних значень вхідних сигналів реле посилає вихідний імпульс, що приводить у дію апаратуру автоматичного керування. Реле можуть реагувати на зміни будь-яких електромагнітних, а також неелектричних величин (температура, рівень рідини, тиск та ін.).

За *фізичною величиною*, на яку реагує реле, вирізняють їхні типи і, відповідно, види захисту: а) струмова; б) напруги; в) тепла; г) направлена (за напрямком передачі енергії); ґ) змінювання співвідношення струму і напруги; д) від замикань на землю; е) частотна; ж) спеціального призначення.

За *принципом дії* реле підрозділяють на: електромагнітні, індукційні, магнітоелектричні, електродинамічні, електронні.

За *принципом реагування* на значення величини, яка вимірюється, існують реле: а) максимальні; б) мінімальні; в) спрямованої дії; ґ) диференціальні (на різницю величин); г) балансні (додаються або віднімаються сили від кількох вимірювальних механізмів).

За *часом спрацьовування* ($t_{сп}$ — інтервал між моментом появи достатнього вхідного імпульсу на вимірювальному механізмі і моментом спрацьовування) реле підрозділяють на: а) швидкодіючі (до 0,05 с); б) нормальні (до 0,15 с); в) сповільнені (до 1 с); г) із затримкою

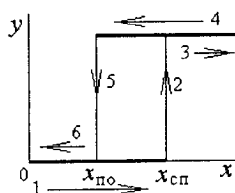


Рис. 11.21. Типова релейна характеристика

часу (більше 1 с). При спеціально забезпечуваній (з можливістю регулювання) затримці спрацьовування реле називають *реле часу*.

11.8. Приклади конструкції і принципу дії реле

На рис. 11.22 схематично зображено *струмове реле* з поворотним якорем. Вхідними сигналами тут є напруга U_B і струм керування I_B , вихідними — напруга U_K і струм I_K контактів, що комутують.

Принцип дії реле досить простий і відповідає розглянутому раніше для контактора. Струмova котушка KA — 1 (рис. 11.22) створює магнітне поле і рухомий якор 2 притягується до осердя 3. При цьому нормально замкнені контакти $KA:1$ — 4 розмикаються, розімкнені $KA:2$ — 5 — замикаються. Протидіюче зусилля і повернення якоря у вихідний стан забезпечується пружиною 6. Регулюючи її стиснення гвинтом, можна змінювати значення спрацьовування і відпускання струму і напруги керування. На рис. 11.22 внизу зображено умовне позначення струмового реле: показані струмова котушка і контакти, що комутують.

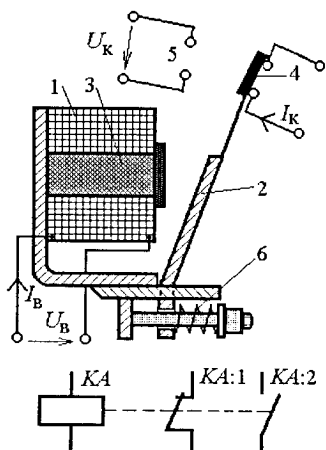


Рис. 11.22. Будова струмового реле з поворотним якорем

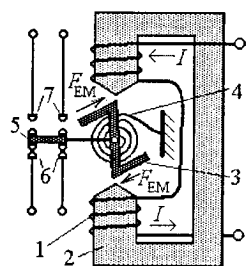


Рис. 11.23.
Струмове реле миттєвої дії

На рис. 11.23 зображено *електромагнітне реле струму миттєвої дії*. При пропусканні струму I по котушці 1, розташованій на феромагнітному осерді 2, на поворотний малоінерційний якор діють електромагнітні сили F_{EM} , переборюючи протидію пружини 4. Якор практично миттєво повертається, переміщуючи перемичку 5. Контакти 6 розмикаються, контакти 7 замикаються, тобто реле спрацьовало. Струм спрацьовування регулюється натягом пружини.

На рис. 11.24 зображено досить просте *теплове реле*, змонтоване на пластмасовій основі 1. Чутливим елементом реле є біметалева пластина, яка вже зустрічалась на рис. 11.16, де розглянутий тепловий розчіплювач є за суттю більш складним варіантом теплового реле. Тут же — на рис. 11.24 біметалева пластина 2 увімкнута в електричне коло зі струмом I .

Якщо тепловий фактор $R_{\Pi} I^2 t$ (де R_{Π} — опір пластини; t — час протікання струму) перевищить допустиму величину, то біметалева пластина розігнеться і підніме контактну пластину 3. Контакти 4 розімкнуться — реле спрацювало. Після охолодження пластини все повертається у вихідний стан. Букса 5 і регулювальний гвинт 6 дозволяють змінювати значення спрацювання теплового фактора. Гвинти 6 і 7 є вхідними затискачами даного реле.

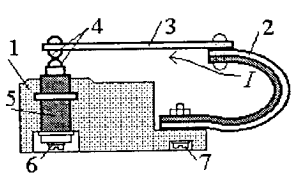


Рис. 11.24. Теплове реле

Один з варіантів *реле часу* зображено на рис. 11.25. Фактично тут зображена конструктивна схема струмового реле, де 1 — струмова котушка; 2 — феромагнітне осердя; 3 — поворотний якорь, 4 — протидіюча пружина; 5 — перемикаюча, яка переміщується; 6 — замкнені контакти; 7 — розімкнуті контакти.

Звичайна робота струмового реле ілюструється на рис. 11.26 графіком 1 зміни магнітного потоку Φ в осерді. Тут точки $t_{\text{вкл}}$ і $t_{\text{викл}}$ відповідають моментам подачі напруги на котушку і її зняття. Далі, як зазвичай при перехідних процесах, струм котушки і відповідно магнітний потік змінюються за експоненціальним законом. При досягненні значення потоку $\Phi_{\text{сп}}$ реле спрацює, перемикаючи контакти, при $\Phi_{\text{по}}$ відбувається відпускання якоря і повернення реле у вихідний стан.

Часова затримка спрацювання і відпускання реле досягається за допомогою встановлення на електромагніт короткозамкненого кільця 8 (див. рис. 11.25).

При зростанні і зменшенні магнітного потоку в кільці індукуються вихровий струм, який затримує перехідні процеси. За

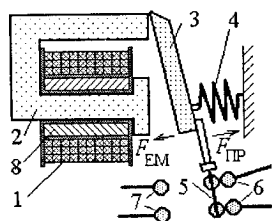


Рис. 11.25. Струмове реле часу

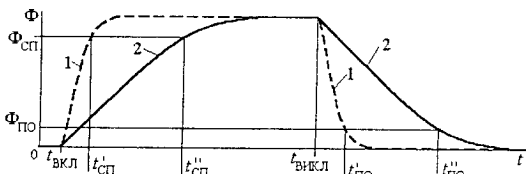


Рис. 11.26. Графіки зміни магнітного потоку у реле без затримки і з затримкою часу спрацьовування

часу, в яких затримка часу забезпечується за допомогою годинникового механізму, а також пневматичні реле, в яких використовується ефект повільного наповнення повітрям спеціальних камер.

Приклад пневматичного реле часу наведено на рис. 11.27. Його робота полягає в наступному. На котушці 1 електромагніту надходить сигнал керування (напруга U_K або струм I_K), і під дією електромагнітної сили $F_{\text{ЕМ}}$ якір 2, долаючи силу пружини $F_{\text{ПР1}}$, практично миттєво вивільняє шток 3. Під дією сили пружини $F_{\text{ПР2}}$ шток починає рух, але дуже повільно, тому що мембрана 4 не може швидко подолати перепад тиску у камері, бо у її верхню частину 5 повітря надходить через дуже вузький канал 6.

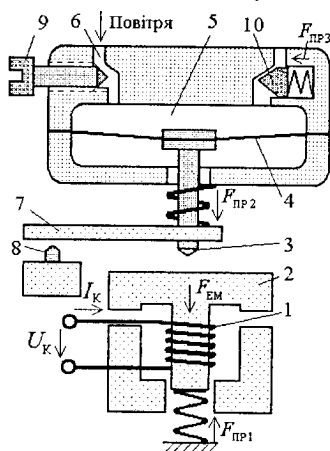


Рис. 11.27. Пневматичне реле часу

Коли шток із

затримкою часу опуститься достатньо, то важелем 7 натисне кнопку мікровимикача 8 — реле спрацювало. Затримку часу можна змінити за допомогою гвинта 9, змінюючи переріз каналу 6. Після зняття сигналу керування якір 2 під дією сили $F_{\text{ПР1}}$ повертає шток 3 у вихідний стан. При цьому повітря з камери 5 швидко виходить через другий канал, відкриваючи клапан 10, який раніше утримувався силою пружини $F_{\text{ПР3}}$.

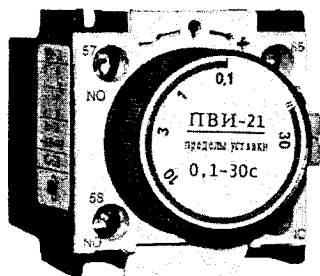


Рис. 11.28. Пневматична приставка затримки часу типу ПВИ-21

Одним з варіантів пневматичного реле є пневматична приставка видержки часу серії ПВИ: одна з них зображена на рис. 10.28. Ця серія забезпечує регулювану затримку замикання чи розмикання допоміжного кола від 0,1 до 180 с. Приставка є електромеханічним пристроєм без власного споживання електроенергії. Основним елементом ПВИ є гумова гофрована «груша» з клапаном для випуску повітря (сильфонний механізм).

Стиснута за допомогою пружини «груша» повільно розпрямляється і, діючи на механізм місткового контакту, замикає

або розмикає електричне коло з заданою витримкою часу. Регульованою рукояткою можна змінювати переріз отвору у клапані й тим самим змінювати час спрацювання.

Пневматична приставка використовується спільно з контакторами, її робоча напруга 660 В змінного і 440 В постійного струму, зносостійкість від $3 \cdot 10^5$ до $1,6 \cdot 10^6$ циклів включення-відключення.

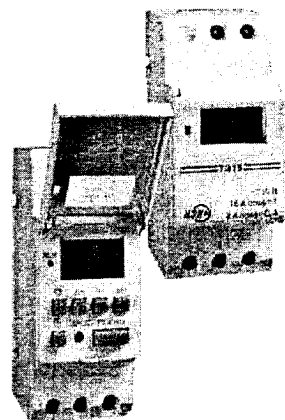


Рис. 11.30. Електронний таймер

Програмовані інтервали часу включення-відключення електротехнічного обладнання забезпечують так звані *таймери*.

На рис. 11.29 поданий *таймер електронно-механічний* типу ТЭМ 181. Він застосовується у промислових та побутових умовах для керування різними технологічними процесами протягом доби. А ось повністю *електронний таймер* типу ТЭ 15 (рис. 11.30) може робити це протягом тижня.

11.9. Запобіжники

Запобіжники належать до засобів захисту споживачів і кіл їхнього живлення від струмів короткого замикання і струмів

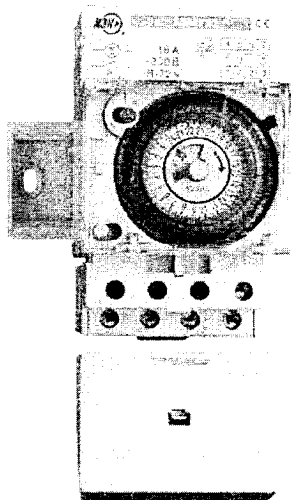


Рис. 11.29. Електронно-механічний таймер

перевантаження. У сім'ї запобіжників досить широківживаними є плавкі запобіжники.

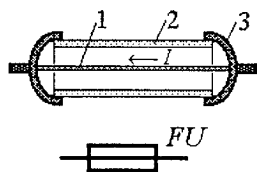


Рис. 11.31. Плавкий запобіжник на відносно малі струми

Найпростіший їхній варіант, розрахований на відносно малі струми, зображено на рис. 11.31. Тут 1 — плавка вставка; 2 — ізолюючий корпус; 3 — металічні ковпачки; *FU* — умовне позначення плавких запобіжників. Такі запобіжники не потребують складних місць розташування — це можуть бути всім відомі звичайні пружинні тримачі.

Плавкі запобіжники на середні струми вже є лише частиною електричного апарату захисту, приклад якого зображено на рис. 11.32. Конструкція цього апарату забезпечує надійне кріплення та безпечні умови експлуатації плавкого запобіжника у фарфоровій або аналогічній обоймі.

Схематичне подання конструкції апарату такого типу є на рис. 11.33. У незарядженому стані заскочка 1 відкрита і з'єднаний з нею товчач 2 розмикає містковий контакт 3. Вигвинчується ковпачок 4 і вивільняє вставку 5, завдяки чому рухомий контакт 6 відводиться пружиною від контакту 7. Напруга знімається з частин апарату, до яких можна необережно доторкнутися.

У зарядженому стані вставка 5 входить за стрілкою *V* і притискується гвинтовим ковпачком 4. Таким чином замикаються контакти 6–7. Заскочка 1 повертається за стрілкою *W* і пружинкою

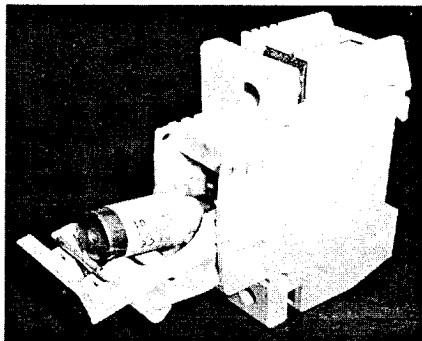


Рис. 11.32. Зовнішній вигляд апарату захисту з плавкою вставкою на середні струми

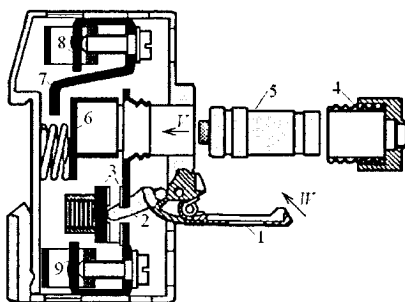


Рис. 11.33. Конструктивна схема апарату захисту з плавкою вставкою



Рис. 11.34.

Сильностромовий
плавкий запобіжник

замикається містковий контакт 3. Проміж вихідними затискачами 8-9 створюється струмовий шлях, у який входить і плавкий елемент усередині вставки 5. Цей плавкий елемент і захищає електричну мережу.

Плавкі вставки можуть бути з дроту або стрічки і виконуються зі свинцю, цинку, сплаву свинцю й олова, з міді й інших провідникових матеріалів.

Якщо струм I плавкої вставки перевищує допустиме значення $I_{\text{доп}}$, вона нагрівається до температури плавлення металу, з якого виконана, і розплавляється. Час спрацьовування запобіжника повинен бути менше часу нагрівання ізоляції проводу, по якому тече струм короткого замикання, до максимально допустимої температури. Час спрацьовування залежить від сили струму, а також від температури навколишнього середовища $T_{\text{сєр}}$.

Плавкий запобіжник на номінальний струм 630 А, який може розірвати струм до 100 кА при напрузі до 500 В, поданий на рис. 11.34.

Запобіжники, як на рис. 11.31 і рис. 11.34, є апаратами одноступенчатої дії, в запобіжниках, як на рис. 11.32 і рис. 11.35, змінною є тільки плавка вставка.

Плавкий запобіжник багаторазового використання (див. рис. 11.35) розрахований на відносно великі номінальні струми. Тут 1 — фіброва трубка; 2 — латунна втулка; 3 — латунний ковпак; 4 — мідні ножі; 5 — плавка вставка, яка зроблена так, щоб її плавлення відбувалося в спеціально звужених місцях.

Варіант плавкої вставки для сучасних запобіжників зображено на рис. 11.36.

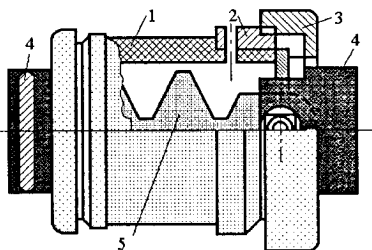


Рис. 11.35. Запобіжник багаторазового використання зі змінною вставкою



Рис. 11.36. Плавка вставка

Поряд з плавкими запобіжниками є і *термобіметалеві запобіжники*, принцип дії яких у багатьох випадках є аналогічним тепловому розчеплювачу (див. рис. 11.16) і тепловому реле (див. рис. 11.24). У них, як відомо, чутливим елементом є біметалічна пластина, що нагрівається струмом короткого замикання. Термобіметалеві запобіжники є апаратами багаторазової дії, що переривають і автоматично замикають електричне коло.

Запитання для самоконтролю

1. Що називають електричними апаратами? Які функції вони виконують?
2. Які види електричних апаратів Ви знаєте?
3. Наведіть можливу загальну структуру електричного апарата.
4. Наведіть побудову силового електромагнітного механізму електричних апаратів та поясніть принцип його дії.
5. Які типи контактів електричних апаратів Ви знаєте і які існують проблеми їхньої експлуатації?
6. Яким чином в електричних апаратах сприяють згасанню електричної дуги і як зменшують її шкідливу дію?
7. Наведіть приклади комутаційних апаратів з ручним приводом та поясніть принцип їх роботи.
8. Що називають контактором і як він працює?
9. Які типи розчеплювачів Ви знаєте і які функції вони виконують?
10. Чим різняться автоматичний вимикач і диференційний автомат?
11. Який електричний апарат може захистити людину від небезпечного ураження струмом?
12. Що таке реле і які приклади їх конструкції Ви знаєте?
13. Яким чином може здійснюватися затримка часу у різних реле часу?
14. Які можливості властиві таймерам?
15. Яку роль відіграють запобіжники в електричних колах?
16. Наведіть приклади плавких запобіжників, поясніть принцип їхньої дії.
17. За яким принципом працюють термобіметалеві запобіжники?

12. ЗАГАЛЬНЕ УЯВЛЕННЯ ПРО ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ

12.1. Вихідні визначення

Електричними машинами називають пристрої, принцип дії яких заснований на поєднанні електромагнітних процесів і механічного руху.

В **електромеханічних генераторах** механічна енергія, що надходить від якогось рушія (парової або водяної турбіни, двигуна дизельного або внутрішнього згоряння, вітряного двигуна та ін.) перетворюється на електричну енергію, що віддається в електроенергетичну систему або певному споживачеві.

В **електродвигунах** електрична енергія, що надходить з електромережі або від конкретного джерела (генератора, акумулятора та ін.), перетворюється на механічну енергію, яка віддається будь-якому механізму або пристрою, що приводиться до руху (металообробний станок, підйомний кран, транспортний засіб, насос, вентилятор та ін.)

В **електромашинних** перетворювачах електрична енергія одного виду перетворюється на електричну енергію іншого виду за допомогою елементів цих перетворювачів, що механічно рухаються (в них змінний струм може перетворюватися в постійний і навпаки; можна змінювати частоту і силу струму, напругу та ін.).

Залежно від роду струму (постійний або змінний), який споживається з живильної мережі або віддається до неї, електричні машини підрозділяють на **машини постійного струму** і **машини змінного струму**. Другі є поширенішими, як і взагалі електроенергетичні системи змінного струму.

Машини змінного струму можуть бути однофазними або багатозфазними залежно від використання системи змінного струму. При виробництві електроенергії виняткова роль належить трифазним генераторам, у промисловому електроприводі основними є трифазні електродвигуни.

Двигуни постійного струму є конкурентоспроможними в електроприводі таких механізмів і пристроїв, робота яких пов'язана з частими пусками та розвиненням значних обертальних моментів, а також з необхідністю частого регулювання їхньої частоти обертання або швидкості руху.

У побутовій техніці, в лабораторній і офісній техніці, в ручному електроінструменті головна роль відведена однофазним електро-двигунам змінного струму, а також двигунам постійного струму.

Залежно від виду руху рухомої частини електричних машин їх поділяють на обертові (ротативні) і лінійні. *Обертові машини* посідають головне місце і в них використовується обертальний рух рухомої частини. *Лінійні машини* застосовують значно рідше в спеціальних електроприводах — рухома частина цих машин здійснює, відповідно, лінійний або поступальний рух.

За принципом дії і конструкцією електричні машини настільки різноманітні, що ціла низка їх не підпадає навіть під наведені вище найзагальніші визначення. Класичними і найпоширенішими вважаються обертальні варіанти колекторних машин постійного струму, трифазних синхронних генераторів і двигунів, трифазних асинхронних двигунів. Хоча і ці типи мають ряд модифікацій. Зовнішній вигляд типових представників електричних машин зображено на рис. 12.1: а — машина постійного струму; б — трифазний асинхронний двигун; в — турбогенератор — трифазний синхронний генератор (реальні розміри останнього у багато разів більші, ніж двох попередніх машин).

Особливо багато різновидів машин на рівні їхніх малопотужних представників (до 0,5 кВт). Їхня сукупність об'єднується терміном «мікромашини», які можуть належати як до названих класичних типів, так і до спеціальних інших типів, в тому числі «екзотичних» і унікальних.

Електричні машини — генератори та двигуни — це серця та м'язи техносфери. Вони, як трансформатори і електричні апарати, мають значне поширення. Відомо, що практично вся

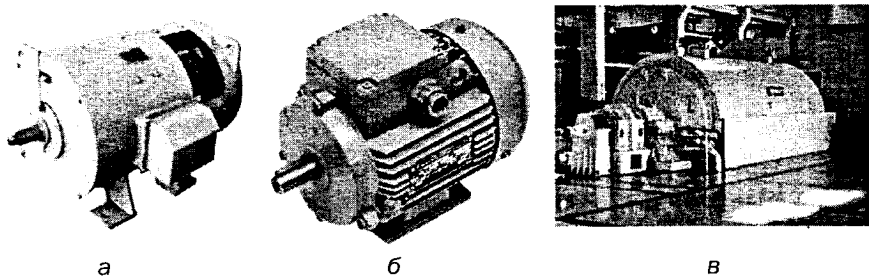


Рис. 12.1. Зовнішній вигляд електричних машин класичних типів

електроенергія виробляється на електростанціях синхронними електричними машинами — потужними турбо- і гідрогенераторами. Вона передається по лініях електропередачі різноманітним споживачам і на цьому шляху 4–6 разів перетворюється трансформаторами. Малопотужні генератори стоять в автономних уставах — це вітрогенератори, автомобільні і тракторні генератори тощо.

Біля 60–70 % електроенергії споживається електричними двигунами різних типів. Ці електричні машини є основним електромеханічним приводом різноманітних пристроїв, механізмів та транспортних засобів, побутової та офісної техніки, іграшок тощо: металообробних та інших верстатів, підйомних кранів, ліфтів, насосів, вентиляторів, кораблів, електровозів, тролейбусів і трамваїв, холодильників, пральних машин, комп'ютерів, принтерів, аудіо- і відеотехніки, ручного електроінструмента тощо. Є машини, кілька штук яких можна розмістити в наперстку, а є машини, діаметр яких перевищує 20 метрів.

Нема жодної галузі промисловості, де б не знаходили застосування електричні машини різних розмірів та потужності. Їх застосовують також у сільському господарстві, в енергетиці, в нафтогазовому комплексі, на транспорті, в будівництві, в авіації і космосі, в морському та річковому флоті, в медицині, в побутовій техніці та ін. Тобто важко знайти підприємство, лабораторію чи будь-який інший заклад, навіть квартиру, де б вони не використовувались.

12.2. Електрична машина як узагальнений конструктивний модуль

Класичні обертові електричні машини (рис. 12.1) в конструктивному відношенні мають досить загальне компонування, незважаючи на різницю в принципі дії і низку особливостей кожного їхнього конкретного типу. Тому тут, на першому етапі знайомства з електричними машинами, представимо їхню конструкцію у вигляді узагальненого модуля, а специфіку конкретних машин розглянемо у спеціальних наступних розділах.

Узагальнена класична конструкція електричної машини з обертовою рухомою частиною зображена на рис. 12.2 у поперечному і поздовжньому перерізах.

Нерухома частина машини — *статор*, обертова — *ротор*, а розділяє їх *повітряний проміжок*.

Механічною основою статора є корпус 1, який за допомогою лап 2 жорстко і надійно кріпиться до будь-якого фундаменту. Механічна основа ротора — вал 3, який передає обертальний момент на ротор або з ротора. Вал встановлено в підшипниках 4 (найчастіше це підшипники котіння, але можуть бути і підшипники ковзання), які, в свою чергу, фіксуються в тарілкоподібних підшипникових щитах 5 і 6. Ці щити кріпляться з торців до корпусу машини і, таким чином, ротор і статор утворюють взаємопов'язану механічну систему.

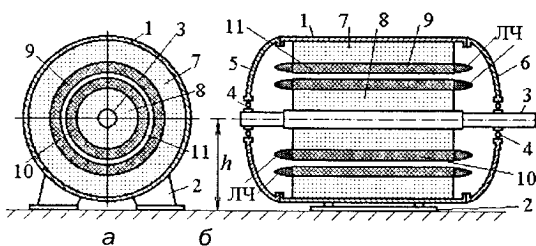
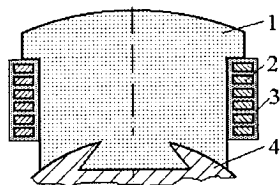


Рис. 12.2. Загальне компонування класичних обертових електричних машин

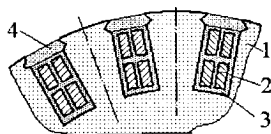
У корпус статора вставляється і кріпиться осердя статора 7, на вал насаджується і закріплюється осердя ротора 8. Як правило, ці осердя є шихтованими, тобто набираються з окремих тонколистових елементів з електротехнічної сталі. Кругоподібна форма цих елементів відповідає формі поперечного перерізу осердя (рис. 12.2, а). Осердя ротора і статора утворюють магнітопровід електричної машини, загальна роль якого відповідає представленому в розділі 8. Як виняток, при постійному магнітному потоці осердя може бути не шихтованим, а, наприклад, литим, кованим або зварним із гнучого сталевих листа.

Зони на поверхнях осердь, звернутих до проміжку 11, є місцями розміщення обмотки статора 9 і обмотки ротора 10. У цьому разі на рис. 12.2 ці зони умовно подані кільцеподібними підобластями. Зазвичай провідники, з яких створюються обмотки, розміщуються на полюсах, як показано на рис. 12.3, або в пазах осердь, як зображено на рис. 12.4.

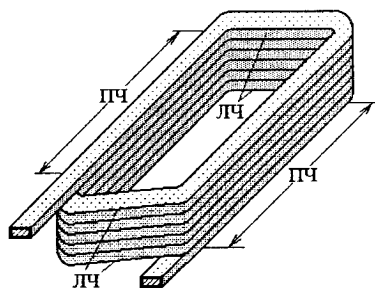
На рис. 12.3, а на феромагнітному полюсному осерді 1 закріплена котушка із провідників 2, що знаходяться в ізоляційній оболонці 3. Окремо котушка подана на рис. 12.3, б: її частини, які лежать на довжині осердя, називають прямолинійними частинами — ПЧ,



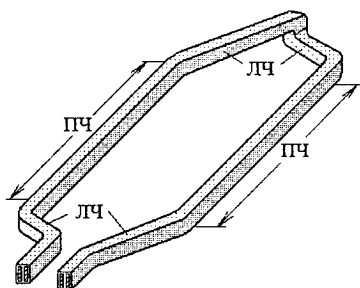
а



а



б



б

Рис. 12.3. Явнополюсне осердя і його котушка

Рис. 12.4. Неявнополюсне осердя і його котушка

які з'єднують провідники з торців — лобовими частинами — ЛЧ (див. ще рис. 12.2, б). Весь полюс закріплюється на осерді ротора 4.

На рис. 12.4, а на поверхні осердя 1 зроблено пази, в яких розташовуються провідники 2 в ізоляції 3, а вміст паза утримується ізоляційним клином 4. Елементи осердя 1, що знаходяться між пазами, називаються зубцями. Провідники 2 різних пазів, які знаходяться на відстані визначеної кількості пазових поділок один від одного, також з'єднуються один з одним за допомогою лобових частин. Так створюються секції (одно- або багатовиткові), форма яких може бути різною, наприклад, такою, як показано на рис. 12.4, б. Окремі секції конструктивно шляхом накладання спільної ізоляції можуть поєднуватися в котушки тої самої форми.

Варіанти пазів неявнополюсного осердя та їхнє заповнення зображені на рис. 12.5: а, б — прямокутні відкритий і напіввідкритий; в, г — напівзакриті клиновидний заокруглений і круглий. Застосовані позначення: 1 — ізоляційний клин; 2 — провідники; 3, 4, 5 — ізоляція шару, міжшарова і пазова; 6 — осердя.

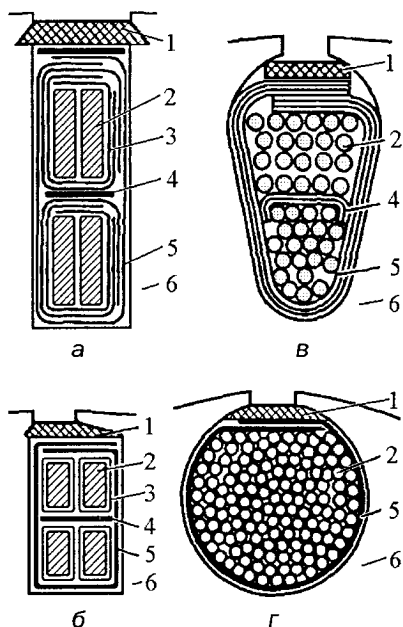


Рис. 12.5. Варіанти форм пазів і їхнє заповнення

В іншій обмотці відбувається безпосереднє перетворення енергії за участю магнітного поля: механічної в електричну — за законом електромагнітної індукції або електричної в механічну — за законом Ампера (див. підрозд. 8.6).

Підкреслюючи роль обмоток, місце, де знаходиться *обмотка збудження*, називають *індуктором*, а де знаходиться перетворююча обмотка — *якорем*. Причому в одних випадках якір відповідає ротору, а індуктор — статору, в інших — навпаки.

За функціональним призначенням елементи машини можна підрозділити на *конструктивні* і *активні електромагнітні*. Активні частини забезпечують електромагнітний процес перетворення енергії і містять у собі електричні кола, створені обмотками, і магнітне коло, створене магнітопроводом, до якого належать осердя статора і ротора.

Конструктивні елементи утворюють механічну основу машини, утримуючи активні елементи і забезпечуючи її кріплення на

Котушки усіх полюсів або усі секції електричної машини об'єднуються в єдине електричне коло за визначеною схемою і в цілому створюють обмотку. Залежно від місця розміщення це буде *обмотка статора* або *обмотка ротора* (див.рис. 12.2). Причому будь-яка з них, залежно від типу електричної машини, може мати як котушкову (рис. 12.3), так і секційну структуру (рис. 12.4).

Таким чином, для більшості електричних машин характерною є наявність двох основних обмоток і відповідно двох електричних кіл. Одне з них призначене для збудження в машині магнітного поля, корисна частина якого утворює основний магнітний потік Φ (це та частина, яка доходить до другої обмотки, пронизуючи її витки).

фундаменті та механічний зв'язок із приєднувальними пристроями і механізмами.

Поряд з активними та конструктивними матеріалами в електричних машинах та інших електротехнічних пристроях окрему роль відіграють *електроізоляційні матеріали*. Вони відділяють елементи, які перебувають під напругою, один від одного й від решти частини машини і забезпечують надійну її роботу та безпечні умови експлуатації.

12.3. Магнітні поля в електричних машинах

В електричних машинах передача енергії зі статора на ротор (або навпаки) та її перетворення відбувається за допомогою магнітного поля. Походження магнітного поля, його величини і характеристики, закони й основи розрахунку відповідають викладеному в розділі 8. Тут представимо типові структури і види магнітних полів, що відповідають класичним електричним машинам. При цьому будемо використовувати спрощену структуру машин, яка складається тільки з активних елементів.

На рис. 12.6 зображено варіанти машин з явнополюсним індуктором, який: а, в — збігається зі статором; б — збігається з ротором. У випадках а і б — це двополюсні структури, на рис. 12.6, в — чотириполюсна. На кожному з полюсів є своя котушка, і вони тут умовно подані одновитковими, а реально складаються із множини витків (налічують одиниці, десятки і навіть більше) і можуть виглядати як на рис. 12.3. Напрямки струму I_3 в котушках узгоджені, й вони створюють єдину структуру магнітного поля, яка показана силовими лініями магнітного потоку Φ . Відповідно до прийнятих позначень на рис. 8.1, а, одні полюси на рис. 12.6 є північними — N , інші — південними — S .

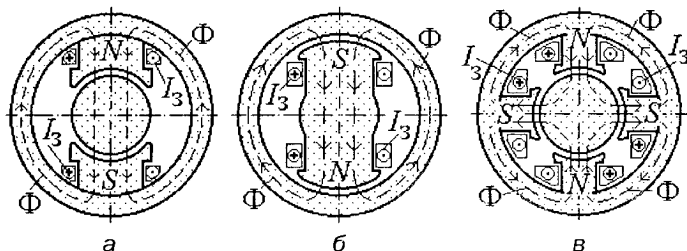


Рис. 12.6. Магнітні системи з явнополюсним індуктором

Кількість полюсів є парною, тому їх так і рахують: p — кількість пар полюсів. Так машини на рис. 12.6, а, б відповідають $p = 1$, на рис. 12.6, в — $p = 2$. Природно, що кількість полюсів дорівнює $2p$, і вона звичайно збільшується зі зростанням потужності і габаритів машини.

Якщо електричне коло полюсних котушок, яке зветься обмоткою збудження, живиться постійним струмом, то отримаємо структуру постійного магнітного поля, нерухомого тільки відносно індуктора. Для іншої складової машини магнітне поле є змінним через обертання ротора — *обертове поле*. Так, на рис. 12.6, б відносно статора воно обертається з частотою обертання ротора; на рис. 12.6, а, в у просторі поле є нерухомим, але відносно ротора ніби обертається з тією ж частотою, але у протилежний бік.

Якщо обмотку збудження живити змінним струмом, наприклад, синусоїдним, то картина магнітного поля і його переміщення відносно протилежної частини машини зберігається, але величини магнітного поля (потік, індукція) також будуть змінюватися за відповідним часовим законом. Таке поле відносно індуктора називають *пульсуючим*, а для іншої частини машини воно буде обертовим і водночас пульсуючим.

Неявнополюсний індуктор, суміщений зі статором, зображено на рис. 12.7, а, а відповідне магнітне поле від обмотки з однієї секції — на рис. 12.8, а. У цьому разі магнітне поле має двополюсну структуру ($p = 1$). Аналогічний індуктор, але з обмоткою з двох послідовно з'єднаних секцій (рис. 12.7, б), створює чотириполюсну ($p = 2$)

структуру магнітного поля, що наведена на рис. 12.8, б. Природно, що в електричних машинах може бути і більше пар полюсів.

На рис. 12.7 на кожну пару полюсів припадає по одній секції. У реальних умовах на кожну пару полюсів може припадати кілька секцій, розташованих у сусідніх пазах, до того ж кожна секція може бути багатовитковою.

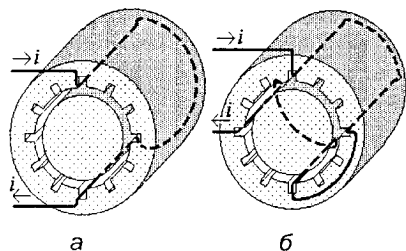


Рис. 12.7. Магнітні системи з неявнополюсним індуктором

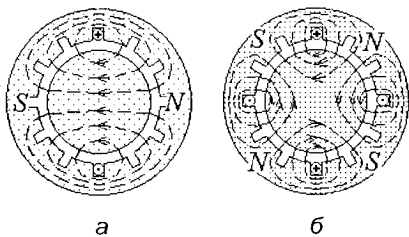


Рис. 12.8. Двох- та чотириполюсні магнітні поля

Ті ж самі структури магнітних полів, як і на рис. 12.8, можна отримати, якщо обмотку розташувати подібним чином у пазах осердя ротора. І тоді ці структури будуть разом з ротором обертатися відносно статора.

Аналогічне обертання магнітного поля, як і обертовим індуктором, можна отримати нерухомою трифазною обмоткою, розташованою на статорі. Таке обертове магнітне поле має вирішальне значення для електродвигунів змінного струму, тому розглянемо це докладніше і окремо.

12.4. Створення обертового магнітного поля

Розташування трифазної обмотки на статорі електричної машини зображено на рис. 12.9, а. Тут кожна з трьох фаз обмотки має одну секцію, як на рис. 12.7, а і 12.8, а. Ці фазні обмотки $A-x$, $B-y$, $C-z$ однакові, але повернуті одна відносно одної на третину окружності (на 120°). Як відомо з теорії і практики електричних кіл, трифазні обмотки можуть з'єднатися, наприклад, за схемою «зірка» (рис. 12.9, б) і вмикатися у трифазну мережу змінного струму — в цьому разі вони утворюють симетричне трифазне навантаження. Тоді у фазах виникає симетрична система змінних струмів:

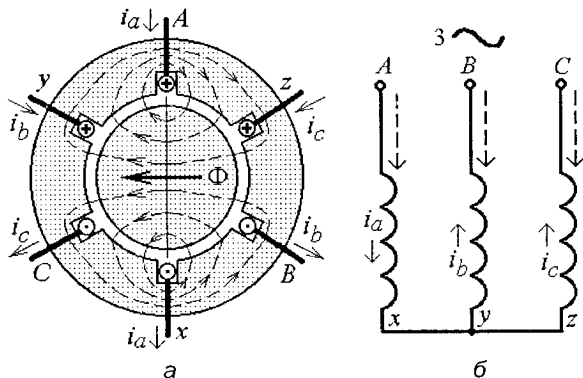


Рис. 12.9. Конструктивна та електрична схеми трифазної обмотки

$$i_a = I_m \cos \omega t; \quad i_b = I_m \cos \left(\omega t - \frac{2}{3} \pi \right); \quad i_c = I_m \cos \left(\omega t + \frac{2}{3} \pi \right), \quad (12.1)$$

які зсунуті в часі один відносно одного на третину періоду T , як це показано на рис. 12.10; $\omega = 2\pi f$ — кутова частота; $f = \frac{1}{T}$ — частота.

Позначимо умовний позитивний напрямок струмів фаз обмотки від їхніх початків (A, B, C) до кінців (x, y, z), як показано на рис. 12.9, б жирними пунктирними стрілками. У цьому разі, якщо в даний момент часу $t = 0$ струм $i_a > 0$, то він збігається з вибраним напрямком, а якщо струми $i_b < 0$ і $i_c < 0$, то вони направлені у протилежний бік. Відповідні напрямки струмів вказані і на рис. 12.9, а: у верхніх провідниках струм іде «від нас», у нижніх — «до нас».

За таких напрямків струмів трифазна обмотка статора утворює магнітне поле, силові лінії якого показані на рис. 12.9, а, і результуючий магнітний потік Φ у роторі орієнтований за горизонталлю.

Використовуючи прийнятну систему напрямків, розглянемо напрямки струмів у провідниках обмотки і напрямок магнітного поля на рис. 12.10 для фіксованих моментів часу t_1, t_2, t_3 і t_4 , відзначених на графіку фазних струмів.

Для моменту часу t_1 напрямки струмів у провідниках фазних обмоток і напрям магнітного потоку на рис. 12.10 відповідають розглянутому на рис. 12.9.

Через інтервал часу, який дорівнює $\frac{T}{3}$, в момент часу t_2 значення струмів $i_a < 0, i_b > 0$ і $i_c < 0$ і їхні напрямки в провідниках показані у нижній частині рис. 12.10. Тут же подана відповідна структура силових ліній магнітного поля. Видно, що це поле повернулося на третину оберту.

Здійснюючи подібні побудовання для моментів часу t_3 і t_4 , що віддалені на той же часовий інтервал $\frac{T}{3}$, переконаємося, що магнітне поле щоразу повертається ще на третину оберту. Від t_1 до t_4 проходить період зміни струмів, а магнітне поле повертається на один оберт.

Природно, що зміна струмів відбувається безперервно, відповідно і магнітне поле безперервно змінюється між розглянутими на рис. 12.10 моментами часу. Конфігурація поля, в міру того, як змінюються струми в нерухомих котушках, практично не змінюється, відбувається лише рівномірне однобічне обертання навколо осі машини всього спектра магнітних ліній поля. Таке магнітне поле прийнято називати **обертвим**.

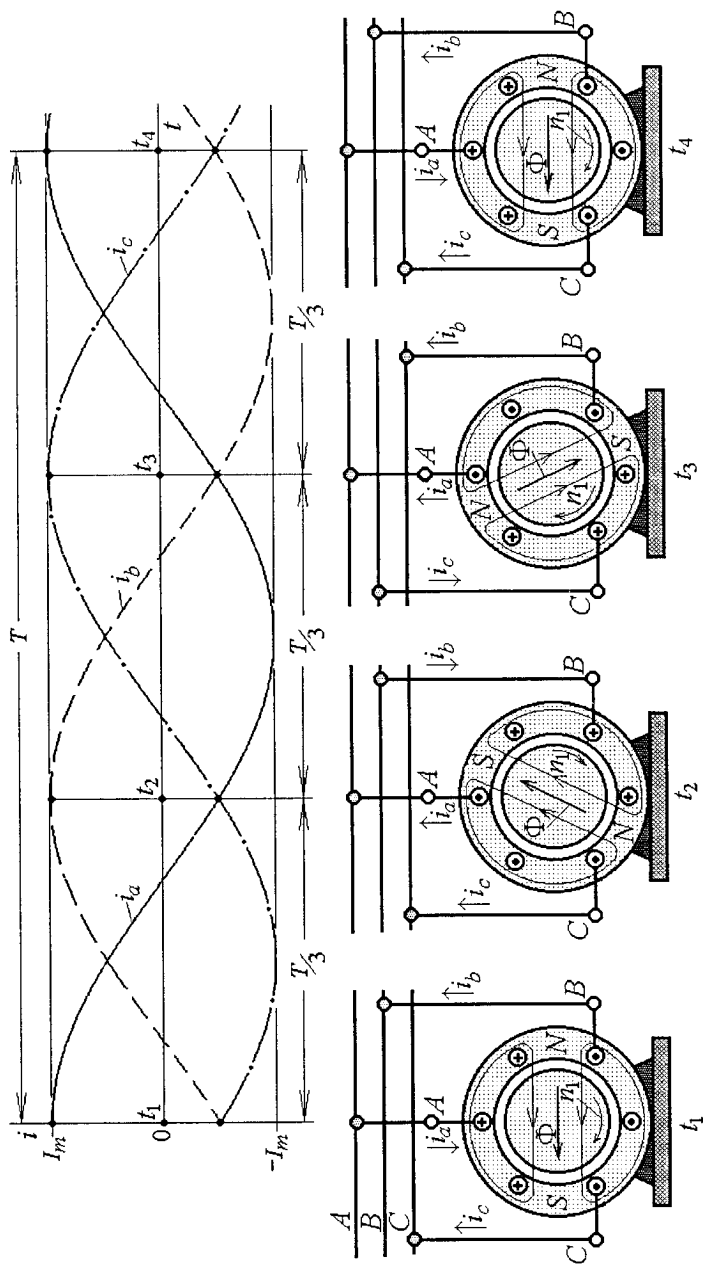


Рис. 12.10. Принцип створення обертового магнітного поля трифазною обмоткою

Можна визначити дві **умови**, виконання яких дасть змогу створити обертове магнітне поле нерухомою трифазною обмоткою: 1) просторовий зсув (поворот) фазних обмоток одна відносно одної; 2) часові фазові зсуви змінних струмів, що проходять по фазних обмотках.

Якщо змінити чергування фаз, тобто поміняти місцями вхідні затискачі будь-яких двох котушок (див. рис. 12.9), то легко встановити, що напрямок обертання поля змінюється на протилежний.

На рис. 12.9 і 12.10 результуюче магнітне поле є дипольним. Частота обертання поля ν_1 для дипольного поля дорівнює частоті зміни напруги в мережі f і виражається в об/с (оберти за секунду). Якщо частоту обертання виразити в об/хв (оберти за хвилину), то буде:

$$n_1 = 60\nu_1 = 60f. \quad (12.2)$$

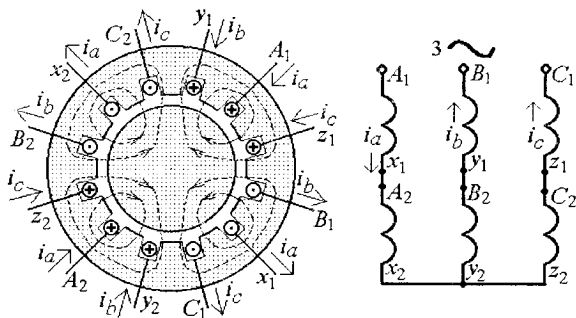


Рис. 12.11. Чотириполюсна структура трифазної обмотки

Тепер розглянемо на рис. 12.11 структуру і схему обмотки статора, що створює чотириполюсне магнітне поле ($p = 2$). Фактично шість провідників трьох котушок тут розміщуються на половині дуги кола

статора, тоді як на рис. 12.9 вони розміщувалися рівномірно по всьому колу. На другій половині дуги кола (рис. 12.11) розташовується аналогічна структура.

Як розглянуто на рис. 12.10, за період T зміни струмів магнітне поле проходило зону розташування трьох фазних котушок і робило, відповідно, один оберт. Тепер при $p = 2$ магнітне поле також за період T буде проходити зону розташування трьох фазних котушок, але при цьому воно зробить половину оберту, тобто буде обертатися з частотою вдвічі меншою:

$$n_1 = \frac{60f}{2} = 30f \text{ об/хв.} \quad (12.3)$$

У загальному випадку, при визначеній кількості пар полюсів p магнітного поля, крок котушок по дузі кола порівняно до рис. 12.9 зменшується у p разів. І для багатополюсних електричних машин маємо класичну формулу **частоти обертання** магнітного поля:

$$n_1 = \frac{60f}{p}. \quad (12.4)$$

При відомому значенні частоти електроенергетичної системи $f = 50$ гц і з урахуванням, того що кількість пар полюсів p — ціле число, отримуємо визначений ряд значень синхронної частоти обертання, що подано в табл. 12.1 (цей ряд можна продовжити).

Таблиця 12.1. Частоти обертання поля

p	1	2	3	4	5
n_1 , об/хв.	3000	1500	1000	750	600

12.5. Приклади магнітних полів в електричних машинах

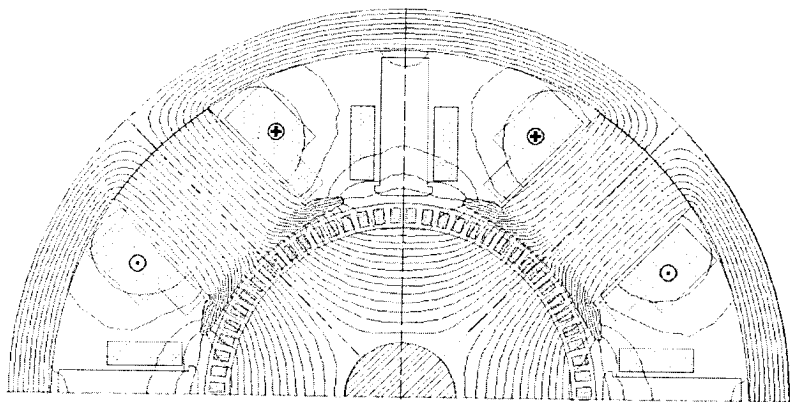
На рис. 12.6, 12.8, 12.9 і 12.11 були наведені спрощені варіанти електромагнітних систем електричних машин, а картини магнітних полів показані одиночними лініями на головних напрямках їхнього замикання. Для повнішого уявлення про магнітні поля покажемо їх на тлі реалістичних конструкцій машин.

На рис. 12.12 і зображено поперечні перерізи чотириполюсних ($2p = 4$) машин постійного струму (їхніми симетричними половинами). Тут статор виконує роль індуктора у явнополюсному варіанті, тобто котушки обмотки збудження розташовані на осердях головних полюсів. Картини магнітних полів обмотки збудження відповідають напрямкам струмів, позначених у боках котушок головних полюсів. Корисна частина магнітного поля та, що пронизує якір (він тут збігається з ротором), інша частина замикається у міжполюсному просторі — це є поле розсіювання, яке у певному сенсі є некорисним баластом.

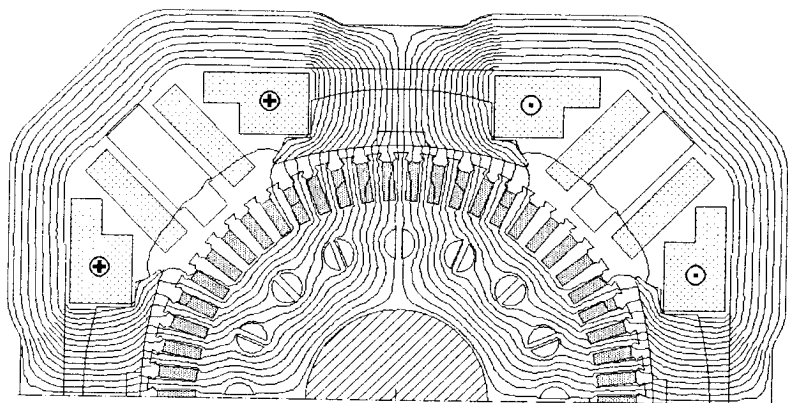
Машини на рис. 12.12 відрізняються структурою поверхні якоря: а — провідники обмотки якоря закріплені в немагнітному шарі на гладкому осерді; б — в пазах осердя з зубцями. Завдяки зубцям значною мірою зменшується основний немагнітний проміжок машини — між полюсами статора й осердям ротора. Це відповідно зменшує потрібну МРС обмотки збудження, яка повинна забезпечити необхідну магнітну індукцію у згаданому проміжку.

Зазвичай середнє значення індукції у проміжку під головними полюсами $B_{\delta} = 0,9 \dots 1,1$ Тл. Варіант зубчастого якоря є загальноприйнятим в електромашинобудуванні.

На рис. 12.13 представлено магнітне поле в поперечному перерізі турбогенератора — синхронної машини змінного струму. Тут роль індуктора виконує ротор, в пазах осердя якого розташована об-мотка збудження. Таким чином ротор є неявнополюсним. Він і його магнітне поле у цьому варіанті є



а



б

Рис. 12.12. Чотириполюсні машини постійного струму з «гладким» та зубчастим якорем

двополюсними ($2p = 2$) і відповідають позначеним напрямкам струму у провідниках обмотки збудження.

На статорі в пазах його осердя двома шарами розміщені провідники обмотки якоря (статора). У цілому ця обмотка є трифазною, однак на кожну фазу припадає не по одному витку, як на рис. 12.9, а по десять одно-виткових секцій типу, показано на рис. 12.7, а.

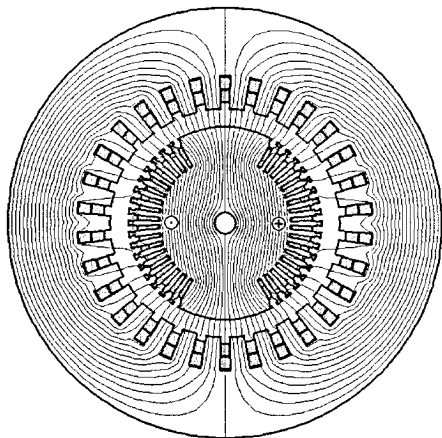


Рис. 12.13. Поперечний переріз турбогенератора з картиною магнітного поля ротора

12.6. Поняття про реакцію якоря

Подані загальні аспекти щодо конструкцій і магнітних полів дозволяють перейти до вивчення побудови, принципу дії, характеристик і робочих властивостей конкретних типів електричних машин. Але перед цим зупинимось ще на одному загальному явищі, що стосується їхніх магнітних полів.

Розглядаючи магнітні поля в електричних машинах, ми уявляли їх як дію будь-якої однієї обмотки, розташованої на статорі або роторі. Цю обмотку вважасмо, як встановлено вище, обмоткою збудження, а місце її розташування (статор або ротор) — індуктором. Однак у робочому режимі струми проходять і по обмотці якоря. Тоді магнітне поле в електричній машині є результатом дії обох обмоток. Вплив магнітного поля обмотки якоря на основне магнітне поле, створене обмоткою збудження, прийнято називати **реакцією якоря**.

Реакція якоря спотворює картину магнітного поля збудження і може призводити, як правило, до послаблення основного магнітного потоку машини, хоча у деяких випадках має місце і його підвищення.

Як приклад, розглянемо той самий турбогенератор, але тепер на рис. 12.14 зображено магнітне поле, що збуджується спільною дією обмоток ротора (індуктора) і статора (якоря). Тут напрямком дії МРС обмотки ротора F_R такий, як і на рис. 12.13. Струми у фазних

обмотках статора є такими, що результуюча МРС обмотки якоря F_S має вказаний напрямок. Сумарне магнітне поле турбогенератора в режимі навантаження в цілому спрямоване за стрілкою МРС F_N .

Порівнюючи картини полів на рис. 12.14 і рис. 12.13, можна простежити вплив реакції якоря. У цілому структура поля зберігається, але воно вже не має осі симетрії і повернене відносно повздовжньої осі ротора.

У машинах постійного струму у режимі навантаження, окрім обмотки збудження, діє обмотка якоря та ще так звана обмотка додаткових полюсів — останні розташовані на статорі проміж головних полюсів (рис. 12.15). Тому тут результуюче магнітне поле

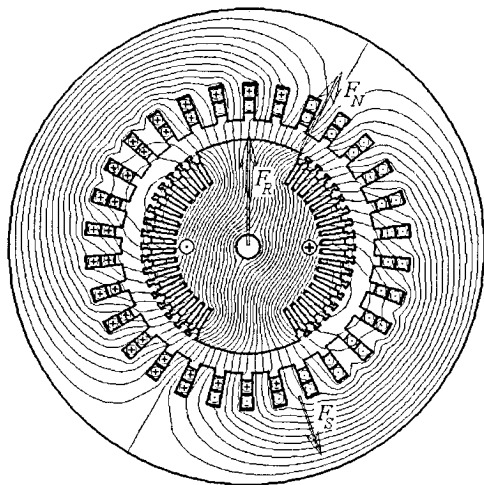


Рис. 12.14. Картина магнітного поля турбогенератора у режимі навантаження

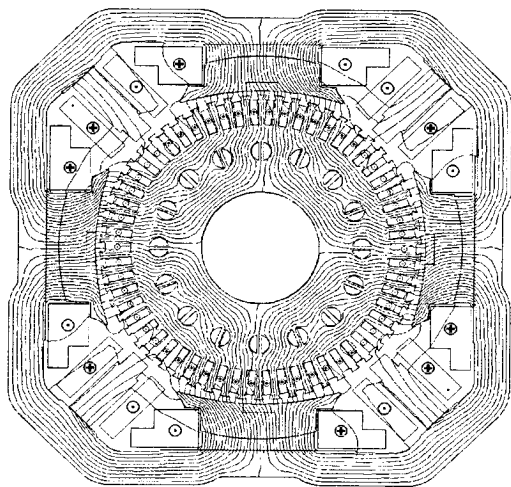


Рис. 12.15. Картина магнітного поля машини постійного струму у режимі навантаження

встановлюється не тільки під впливом реакції якоря, а ще має вплив обмотка додаткових полюсів. Сумарна картина поля тої самої машини, що і на рис. 12.12, б, але тепер у режимі навантаження при дії усіх обмоток, зображена на рис. 12.15, де позначені і напрямки струмів у всіх обмотках.

В основній робочій зоні машини (на

поверхні якоря на ширині осердь головних полюсів) все ж таки переважно проявляється роль саме реакції якоря. Під одним краєм всіх полюсів магнітне поле збільшується (видно згущення силових ліній), під іншим краєм — зменшується.

12.7. Основи принципу дії електричних машин

Робота класичних електричних машин ґрунтується на електромагнітних явищах, які зображені на рис. 8.18, б і рис. 8.19, а. З огляду на це на рис. 12.16 схематично зображено простішу електричну машину, обмотка ротора — якоря якої складається з однієї одновиткової секції. У першому випадку (рис. 12.16, а) машина здатна виробляти електричну енергію при примусовому обертанні ротора у магнітному полі — це *генераторний режим*, основою якого є застосування закону електромагнітної індукції (8.17). У другому (рис. 12.16, б) — створювати обертальний момент при примусовому пропусканні струму по секції — це *двигунний режим*, основою якого є застосування закону Ампера (8.18). В обох випадках це відбувається за сприяння магнітного поля, створюваного індуктором — статором. Обидва режими забезпечує одна і та ж конструкція — це названо *властивістю оборотності електричних машин*.

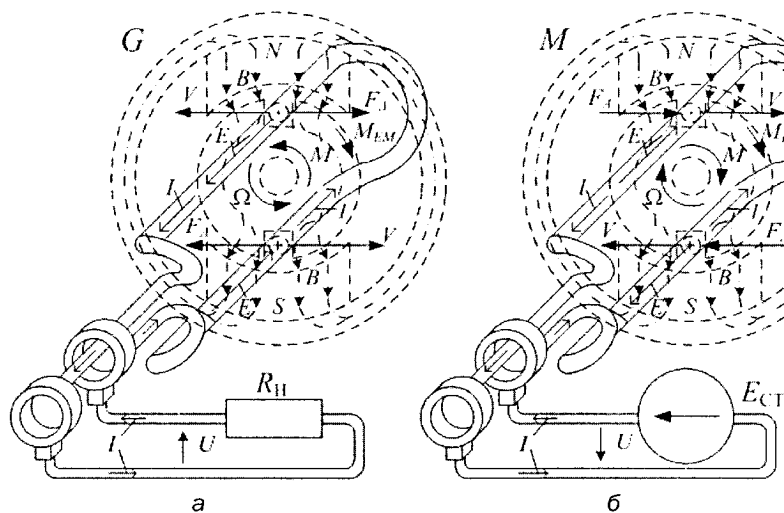


Рис. 12.16. Простіша електрична машина і напрямки дії величин у генераторному *G* і двигунному *M* режимах роботи

Треба зазначити, що згадані закони не є «ексклюзивом» відповідних режимів. Коли у генераторному режимі по секції піде струм — проявиться силова дія магнітного поля — сили Ампера створюють обертальний момент, протидіючий обертанню секції. Коли у двигунному режимі ротор почне обертатися, проявиться індукуюча дія магнітного поля — у секції за законом електромагнітної індукції виникне ЕРС, протидіюча протіканню струму. Це є *єдністю та боротьбою протилежностей*. Тому поряд з основними явищами в обох режимах треба розглядати супутні, також дуже впливові явища.

Магнітне поле в електричних машинах, як впливає з цього розділу та розділу 8, може створюватися обмоткою збудження (електромагнітне збудження) або постійними магнітами. Поширеним є перший варіант, другий стає конкурентоспроможним у машинах відносно невеликої потужності — кілька кіловат та менше.

Розглянемо докладніше принципи роботи простішої електричної машини, характерні й для множини інших електричних машин.

У генераторному режимі (рис. 12.16, а) від стороннього рушія до вала ротора прикладений обертальний момент M , і ротор обертається з кутовою швидкістю Ω . Прямолінійні боки секції на діаметрі D_r мають лінійну швидкість:

$$V = \frac{\Omega D_r}{2}. \quad (12.5)$$

Вважаємо, що ці боки знаходяться в магнітному полі з індукцією B , яка визначається як її середнє значення у проміжку на поверхні ротора. На активній довжині секції l_a , у межах якої діє магнітне поле, виникають ЕРС E (8.17).

Тоді на секцію з врахуванням двох її боків припадає ЕРС:

$$E_c = 2VB l_a \sin \alpha = 2VB l_a = \Omega B D_r l_a, \quad (12.6)$$

де кут $\alpha \approx 90^\circ$, бо вектори індукції спрямовані перпендикулярно поверхні ротора і, отже, є перпендикулярними до векторів швидкості V .

Під дією ЕРС у контурі, створеному секцією, контактними кільцями, щітками і навантажувальним резистором R_H , тече струм I , а на вихідних затискачах — виводах від щіток, встановлюється напруга U . Таким чином вироблюється електрична енергія, яку споживає навантаження.

У двигунному режимі (рис. 12.16, а) до вихідних затискачів від стороннього джерела з ЕРС E_{CT} подається напруга U і у зазначеному вже контурі тече струм I . У межах активної довжини секції l_a на її боки діють сили Ампера F_A (8.18), і таким чином створюється обертальний електромагнітний момент:

$$M_{EM} = F_A D_r = I B l_a \sin \alpha D_r = I B l_a D_r, \quad (12.7)$$

де кут $\alpha \approx 90^\circ$, бо вектори індукції спрямовані до напрямку струму перпендикулярно.

Під дією цього моменту ротор обертається з кутовою швидкістю Ω , а на валу створюється вихідний обертальний момент M , який передається будь-якому механічному навантаженню. Таким чином, виробляється механічна енергія, яку споживає навантаження. Зауважимо, що обертальний момент M тут трохи менший, ніж M_{EM} , через його втрати усередині двигуна.

Тепер повернемося до генераторного режиму (рис. 12.16, а) і зазначимо, що при протіканні струму створюються ті ж самі умови, як і у двигунному режимі, і виникають ті самі сили Ампера і електромагнітний момент (12.7). Визначення їхніх напрямків за відомим «правилом лівої руки» (рис. В.8) показує, що M_{EM} спрямований проти обертального моменту M , тобто є гальмовим (була дія, знайшлася й протидія).

У двигунному режимі (рис. 12.16, б) за суттю на машину діє подана на затискачі напруга U . Виникає протидія й їй. Справді, при обертанні ротора створюються ті ж самі умови, що й у генераторному режимі, і виникає та сама ЕРС E_C (12.6). Визначення напрямків ЕРС E за відомим «правилом правої руки» (рис. В.7) показує, що E_C спрямована у секції проти струму і, отже, проти напруги U . Тому її тут називають проти-ЕРС.

Таким чином, в обох режимах поряд з *первісними* — визначальними явищами виникають *вторинні* явища, які також є дуже впливовими для електричної машини.

При втіленні принципових основ роботи електричних машин перед їхніми творцями стояла низка складних завдань з далеко не очевидними рішеннями. У реальних електричних машинах для підсилення магнітного поля застосовується складний феромагнітний магнітопровід, а щоб це поле задіяти повною мірою,

використовують не одну, а множину секцій або вже згаданих котушок (див. рис. 12.4), які поєднані в обмотку якоря.

До складних належить завдання підтримки спільного електричного кола між обмоткою обертової частини машини та зовнішньою (нерухомою) мережею. Варіантом цього є зображений на рис. 12.16 ковзний контакт, утворюваний між нерухомими щітками і обертовими контактними кільцями. Важливими є завдання забезпечення потрібних часових функції ЕРС та струмів обмоток, забезпечення можливості управляти електричною машиною.

Необхідно також забезпечення односпрямованої дії електромагнітного обертального моменту. Тобто коли секція обернеться на півоберта (рис. 12.16, б), то для збереження напрямку дії обертального моменту потрібно змінити напрямок струму у секції.

Різні варіанти вирішення цих завдань і привели до створення різноманітних типів електричних машин, як класичних (рис. 12.1), так і спеціальних. Все це є предметом розгляду у окремих розділах.

12.8. Зауваження щодо застосування законів електромагнітної індукції і Ампера

Принцип дії електричних машин зазвичай пояснюється на підставі законів електромагнітної індукції і Ампера, поданих формулами (8.17) і (8.18) і проілюстрованих на рис. 8.18, б і рис. 8.19, а, а також на рис. 12.16. Однак безпосереднє визначення ЕРС провідників і обмоток та силової взаємодії ротора і статора на основі цього можливо тільки у разі розташування провідників на поверхні беззубцевого осердя, як на рис. 12.12, а. Тут провідники повною мірою сприймають дію магнітного поля, яке характеризується величиною і розподілом магнітної індукції.

У разі зубців значна частина магнітного поля концентрується саме в них, що показано на рис. 12.12, б, 12.13–12.15 згущенням магнітних силових ліній. Тому провідники в пазах перебувають у дуже послабленому магнітному полі. Але це не означає, що ефективність його дії зменшується порівняно з розташуванням провідників у немагнітному проміжку. І річ тут ось у чому.

Візьмемо на рис. 12.13 верхній паз осердя статора і на рис. 12.17, а подамо докладнішу картину силових ліній поля в ньому. Поряд на рис. 12.17, б картина отримана після повороту ротора ліворуч на

вісімнадцяту частку кутової ширини паза. Очевидно, що силова лінія з позначкою 0 в пазу пройшла значно більший шлях, ніж у проміжку за межами паза. Тобто при значно меншій густині силових ліній в пазу (а значить меншій магнітній індукції) їхня швидкість руху більша, ніж у проміжку. У цілому має місце рівність:

$$B_{\delta} V_{\delta} \sin \alpha_{\delta} = B_{\pi} V_{\pi} \sin \alpha_{\pi}, \quad (12.8)$$

де величини відповідають (В.12), але індекс «п» означає — паз, індекс δ — проміжок. Тому в теорії електричних машин прийнято оперувати середніми значеннями магнітної індукції і швидкості відносного переміщення силових ліній в основному проміжку машини, які значно простіше визначаються і дають правильні результати при обчисленні ЕРС.

Силова взаємодія статора і ротора виникає за рахунок їхнього спільного магнітного поля і приводить до створення оберտального електромагнітного моменту. При його визначенні зручно використовувати закон Ампера (В.14): при цьому беруть магнітне поле індуктора і струм якоря. Але провідники зі струмом містяться в пазах, де магнітне поле невелике і їхня силова взаємодія дуже слабка.

Проте, реально сили діють не тільки і не стільки на провідники, але й на зубці осердь. Тут спрацьовує електромагнітна сила, визначена формулою (8.19). За відсутності струмів на протилежні боки зубців діють у середньому однакові сили і в цілому електромагнітний момент між ротором і статором відсутній. За наявності струмів у провідниках картина магнітного поля, як це показано на рис. 12.14, спотворюється, і в багатьох пазах напрямок поля наближається до поперечного. Аналогічно в повітряному проміжку між осердями ротора і статора силові лінії поля спотворюються, виникає переважно одностороннє магнітне тяжіння. У підсумку й виникає електромагнітний оберտальний момент електричної машини.

Розрахунок окремих дій за законом Ампера й електромагнітних сил зубців дуже складний. Але доведено, що правильний

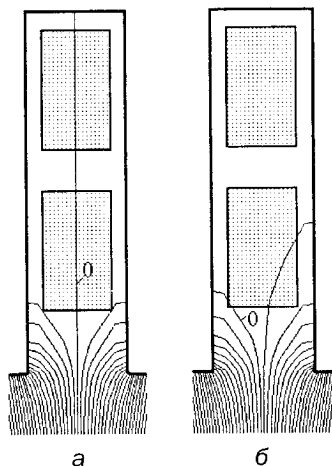


Рис. 12.17. Магнітне поле в пазу у різні моменти часу

результат їхньої спільної дії щодо створення електромагнітного моменту можна отримати, якщо, використовуючи тільки закон Ампера, брати реальні струми в пазах осердя і середнє значення магнітної індукції в основному повітряному проміжку машини. Фактично реальні провідники зі струмами умовно виносять на поверхню осердя.

12.9. Потужності і втрати потужності в електричних машинах

При аналізі енергетичних процесів в електричних машинах, як і в інших пристроях, використовують насамперед потужності. Подамо їхнє співвідношення у загальному вигляді, використовуючи рис. 12.18. Тут електрокабель для машин постійного струму і однофазних змінного струму є двопровідним, для трифазних — трипровідним.

Зі сторонніми (зовнішніми) пристроями електрична машина обмінюється електричною P_{UI} та механічною $P_{M\Omega}$ потужностями.

Визначення електричної потужності залежить від типу машини і засноване на відомих формулах потужності для кіл постійного струму (1.44):

$$P_{UI} = UI \quad (12.9)$$

та активної потужності для кіл змінного струму (3.61), (4.16):

$$P_{UI} = mU_{\phi}I_{\phi} \cos\phi_{\phi}, \quad (12.10)$$

де m — кількість фаз зовнішньої мережі.

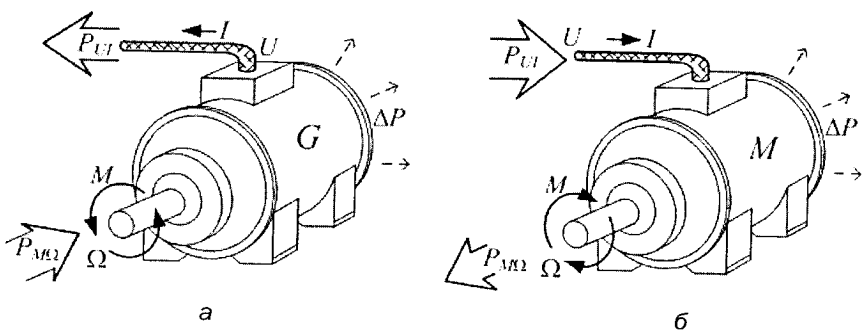


Рис.12.18. Потоки потужності у генераторному і двигунному режимах роботи електричної машини

Механічна потужність породжується механічними величинами M і Ω , але часто ще використовується частота обертання n у об/хв., яка пов'язана з Ω [радіан/с] відомою формулою:

$$\Omega = \frac{2\pi n}{60} = \frac{n}{9,55}. \quad (12.11)$$

Тоді механічна потужність у двох варіантах:

$$P_{M\Omega} = M\Omega = \frac{Mn}{9,55}. \quad (12.12)$$

У генераторному режимі (рис. 12.18, а) має місце такий розподіл вхідної та вихідної потужностей:

$$P_{\text{вх}} = P_{M\Omega}; \quad P_{\text{вих}} = P_{UI}, \quad (12.13)$$

у двигунному режимі (рис. 12.18, б) навпаки:

$$P_{\text{вх}} = P_{UI}; \quad P_{\text{вих}} = P_{M\Omega}. \quad (12.14)$$

Але в обох режимах власне у машині виникають втрати потужності ΔP і, природно, встановлюється баланс потужностей:

$$P_{\text{вих}} = P_{\text{вх}} - \Delta P. \quad (12.15)$$

Втрати потужності у різних машинах мають однакову природу:

$$\Delta P = P_E + P_M + P_{\text{мех}} + P_{\text{дод}}, \quad (12.16)$$

де до відомих з розділів 8 і 9 електричних P_E і магнітних P_M втрат потужності з'явилися механічні $P_{\text{мех}}$ і додаткові $P_{\text{дод}}$ втрати.

Електричні втрати спричиняються струмами, які проходять по обмотках.

Магнітні втрати створюються змінним магнітним полем в осердях магнітопроводу при його перемагнічуванні: їхня природа відповідає розглянутому раніше у формулі (8.59): вони пов'язані з явищами гістерезису і вихрових струмів.

Механічні втрати — втрати на тертя в підшипниках і ковзних контактах; тертя рухомих частин об повітря; вентиляційні втрати (споживана потужність вентилятора, який продуває повітря для охолодження машини).

Додаткові втрати з'являються через менш очевидні причини, серед яких пульсації магнітного поля у зубчастих структурах

осередь ротора і статора, вихрові струми у провідниках обмоток та інших електропровідних елементах конструкцій тощо.

Усі втрати енергії у підсумку перетворюються у теплову енергію. Тепло призводить до нагріву машини і створює значні проблеми їхнього створення і експлуатації. Тепло знімається охолоджувальним повітрям або іншим теплоносієм і розсівається в оточуючому просторі (рис. 12.18): це функція систем охолодження і вентиляції електричної машини.

У цілому енергетичну ефективність електричних машин, як і інших пристроїв, характеризують коефіцієнтом корисної дії (ККД):

$$\eta = \frac{P_{\text{вих}}}{P_{\text{вх}}} = \frac{P_{\text{вх}} - \Delta P}{P_{\text{вх}}} = 1 - \frac{\Delta P}{P_{\text{вх}}}. \quad (12.17)$$

За суттю це завжди відношення корисної потужності до витраченої. Причому ККД, як і у трансформаторах (рис. 9.8), залежить від поточного навантаження машини. В різних електричних машинах номінальний ККД міститься зазвичай у межах 0,5...0,99, він збільшується з ростом потужності і, відповідно, габаритів машин.

12.10. Головні розміри і параметри електричних машин

Як видно з формул (12.6) і (12.7), для електричних машин визначальними є два розмірних параметри: активна довжина l_a і діаметр ротора D_r . Активна довжина є умовною розрахунковою величиною, вона приблизно збігається з осьюовою довжиною частин осередь магнітопроводу, які сходяться у основному повітряному проміжку між статором і ротором (рис. 12.2). Розрахунковий діаметр зазвичай беруть не по поверхні ротора, а по середній лінії того ж повітряного проміжку.

Поширенням є також використання полюсної поділки — це частка машини, яка припадає на один полюс. Полюсна поділка виражається як частка середньої лінії кола у повітряному проміжку:

$$\tau = \frac{\pi D_r}{2p}. \quad (12.18)$$

У кутовій мірі полюсна поділка у радіанах та градусах:

$$\tau = \frac{\pi}{p} = \frac{180^\circ}{p}. \quad (12.19)$$

В електричних машинах просторовий розподіл величин зазвичай повторюється з періодом 2π . Тому достатньо розглядати параметри і процеси саме на двох полюсних поділках. А щоб усе мало узагальнюючий вигляд, для кутової міри замість звичайних градусів введені так звані *електричні градуси*. У такому разі перехід від кутів α у градусах на кути $\alpha_{\text{ел}}$ у електричних градусах має вигляд:

$$\alpha_{\text{ел}} = p\alpha. \quad (12.20)$$

Тому в електричних градусах полюсна поділка (12.19) дорівнює 180° .

Важливою величиною є також розмір вже багато разів згаданого повітряного проміжку, який позначається через δ і може становити від десятих часток міліметра у малих машинах до десятків міліметрів у найкрупніших.

Серед розмірів конструкції, дуже важливих для споживачів з точки зору уніфікації установочних місць електричних машин та сполучення їхніх валів з валами та муфтами інших пристроїв, є висота осі обертання h . Згідно зі стандартами — це відстань осі обертання до опорної площини машини (див.рис. 12.2). Основна низка номінальних висот осей обертання включає такі значення, мм: 25, 28, 32, 36, 40, 45, 50, 56, 63, 71, 80, 90, 100, 112, 132, 160, 180, 200, 225, 250, 280, 315, 355, 400, 450, 500, 560, 630, 710, 800, 900 і 1000.

Для машин фланцевого виконання без лап, вбудовуваних машин, для машин з лапами збоку станини, що не є конструктивними модифікаціями машин основного виконання на лапах, встановлюють умовну висоту осі обертання.

Основними експлуатаційними даними електричних машин є їхні номінальні параметри, які позначаються на табличках, прикріплених до корпусу. Серед номінальних параметрів, властивих усім машинам, є такі: $P_{\text{ном}}$ — потужність, причому саме вихідна потужність (12.13), (12.14); $U_{\text{ном}}, I_{\text{ном}}$ — напруга і струм (для машин змінного струму це діючі значення, причому для трифазних — лінійних величин); $n_{\text{ном}}$ — частота обертання (в об/хв.); $\eta_{\text{ном}}$ — ККД. Для машин змінного струму додаються: $f_{\text{ном}}$ — частота; $\cos\varphi_{\text{ном}}$ — коефіцієнт потужності, а для генераторів ще $S_{\text{ном}}$ — повна потужність.

Відповідно до ДСТУ для номінальних «табличних» величин замість індексу «ном» рекомендується застосовувати «N», тобто: $P_N, U_N, I_N, n_N, \eta_N$ тощо.

Запитання для самоконтролю

1. Що називають електричними машинами і які їхні основні типи Ви знаєте?
2. Чи знаєте Ви, де застосовують електричні машини?
3. Наведіть загальну компоновку електричної машини та назвіть її основні складові.
4. Яку роль в електричних машинах виконують індуктор та якір?
5. Наведіть приклади конструкції основних елементів, з яких складаються обмотки та магнітопровід електричних машин.
6. Яким чином створюється магнітне поле в електричних машинах?
7. Наведіть приклади двополюсної та чотириполюсної структури магнітного поля електричної машини.
8. Назвіть умови, які сприяють утворенню обертового магнітного поля електричної машини її трифазною обмоткою.
9. Чим визначається частота обертання магнітного поля, яке створене трифазною обмоткою?
10. Що називають реакцією якоря в електричних машинах?
11. До чого призводить дія реакції якоря в електричних машинах?
12. Чи відповідають реальні форми активних частин електричних машин за рис. 12.12–12.15 загальній компоновці машини, зображеній на рис. 12.2?
13. Поясніть принцип дії простішої електричної машини у генераторному режимі.
14. Поясніть принцип дії простішої електричної машини у двигунному режимі.
15. До яких умовностей доводиться вдаватися, застосовуючи закони електромагнітної індукції та Ампера при розташуванні провідників обмотки якоря електричної машини в пазах феромагнітних осердь?
16. Які види потужності є вхідними і вихідними у генераторному і двигунному режимах роботи електричних машин?
17. Які втрати потужності характерні для електричних машин і до чого вони призводять?
18. Які основні розміри і параметри характеризують електричну машину?

13. ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

13.1. Загальні визначення

Машина постійного струму (МПС) — це оборотний електромеханічний перетворювач енергії, який може використовуватися як у генераторному, так і в двигунному режимах. Зовнішнє електричне коло цієї машини є колом постійних струму і напруги, що і є підставою її назви. На практиці склалося так, що МПС використовуються переважно як двигуни, хоча і вони в загальному парку електродвигунів за сумарною потужністю займають частку, не більшу 5...6 %.

Двигуни постійного струму (ДПС) мають такі переваги: легко керуються (тобто простими засобами ефективно регулюється частота обертання), можуть розвивати великий пусковий момент (обертальний момент при включенні). Унаслідок цього ДПС переважно використовуються на транспорті, в підйомно-крановому обладнанні, на прокатних станах тощо. Мікродвигуни постійного струму широко використовуються в пристроях автоматичного керування.

Обмежене розповсюдження ДПС пов'язане з їхніми недоліками: порівняно з двигунами змінного струму при однаковій потужності ДПС мають більші габарити, масу, ціну, складнішу конструкцію, вони менш надійні через ковзні електричні контакти. Окрім того, для ДПС необхідні джерела живлення постійного струму, хоча поширеними є лише електромережі змінного струму.

Генератори постійного струму (ГПС) мають ще обмеженіше застосування, наприклад, в автономному електрообладнанні на транспорті, в установках електроживлення ДПС, в системах автоматичного регулювання та ін. Як стаціонарні джерела постійного струму і напруги ГПС програють за техніко-економічними показниками напівпровідниковим випрямлячам, що живляться від мереж змінного струму.

МПС можуть бути виконані на потужність від одиниць ват до порядку 10000 кВт. Їхня частота обертання може міститися в діапазоні від одиниць до тисяч об/хв. На малі і середні потужності МПС випускаються серійно, на великі потужності (сотні кіловат і вище) — за спеціальним замовленням.

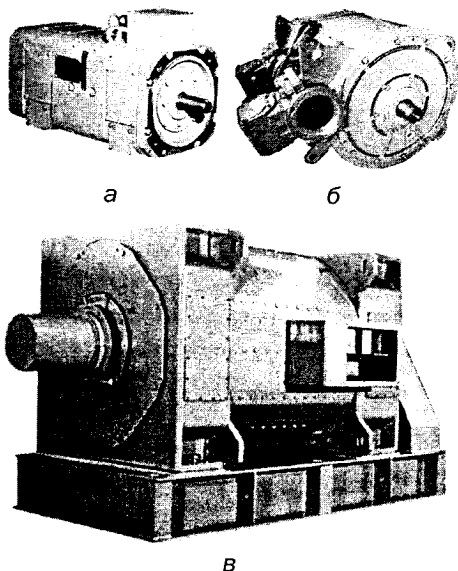


Рис. 13.1. Машини постійного струму

шими і граничними за потужністю є ДПС головних приводів прокатних станів і криголамів.

Варіанти зовнішнього вигляду МПС загальнопромислового виконання зображено на рис. 12.1, а і рис. 13.1, а, тяговий двигун — на рис. 13.1, б, прокатний двигун — на рис. 13.1, в.

13.2. Конструкція машини постійного струму

Конструкція МПС єдина і для ГПС, і для ДПС. Вона зображена на рис. 13.2 у поздовжньому розрізі і на рис. 13.3 — у поперечному. Нерухома частина МПС — статор — установлюється лапами 1 на фундамент; рухома частина — ротор (в МПС його прийнято називати якорем) утримується підшипниками 2, які закріплені в підшипникових щитах 3 статора.

Механічною основою статора слугує станина 4, до якої болтами прикріплюються осердя головних 5 і додаткових 6 полюсів. Котушки 7 (приклад на рис. 12.3, б) надіті на головні полюси, об'єднані в одне коло і створюють обмотку збудження; котушки 8 додаткових полюсів створюють свою обмотку (окремо один додатковий полюс зображено на рис. 13.4, де 6 — осердя, 8 — котушка). Представлений

Вітчизняні МПС загальнопромислового призначення пройшли шлях розвитку в рамках серій П, 2П і 4П і продовжують його в серії 5П. Існують і спеціалізовані серії, наприклад, краново-металургійні, рудничні ДПС. Свою специфіку, пов'язану з жорстко обмеженими встановочними розмірами на рухомих засобах, мають тягові ДПС. Okремо стоять МПС для екскаваторів, сухопутних і морських бурових установок, шахтних підйомників, які характеризуються великою потужністю і важкими умовами експлуатації. Найбіль-

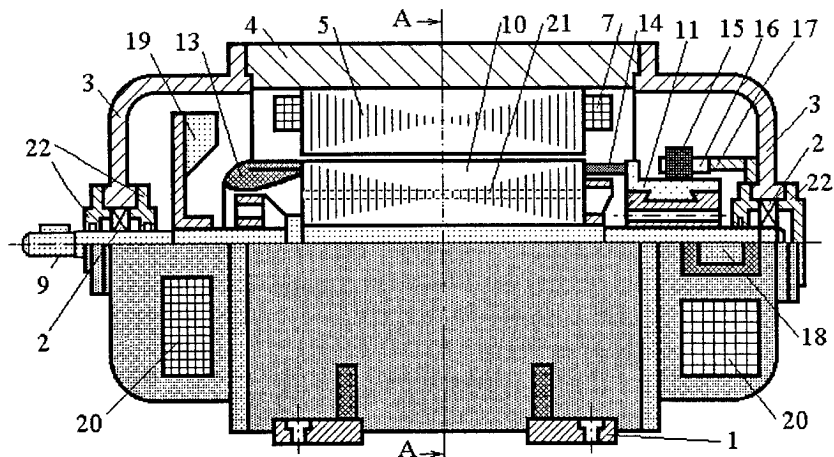


Рис. 13.2. Конструкція МПС: поздовжній розріз

варіант МПС є чотириполюсним, тобто $2p = 4$, де p — кількість пар полюсів. Значення p може бути від 1 (рис. 12.6, а) до 9 і більше, зростаючи разом з потужністю і габаритами машин.

Механічною основою якоря є вал 9, вільний кінець якого може за допомогою муфти з'єднуватися з приводним двигуном або виконавчим механізмом. На валу закріплені шихтоване феромагнітне осердя 10 і циліндричний колектор 11. У пазах на поверхні осердя якоря розташовані ізольовані провідники 12, попарно з'єднані лобовими частинами 13 і утворюють секції, кінці яких 14 припаяні до колекторних пластин 11. Поширені конструкції секцій зображені на рис. 13.5: зверху одновиткові, знизу двохвиткові, ліворуч — петльова, праворуч — хвильова.

Колекторні пластини відділені одна від одної ізоляційними прокладками. Створене

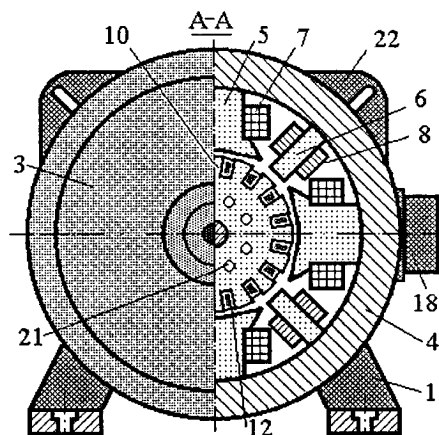


Рис. 13.3. Конструкція МПС: поперечний розріз

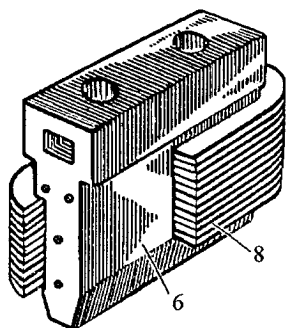


Рис. 13.4. Додатковий полюс

Щітки і їхня система кріплення належать до статора. Кількість комплектів щіток відповідає кількості головних полюсів, вони рівномірно розподілені по колу колектора. Щіткотримачі 16 об'єднані в бракети і встановлені на щіткових траверсах 17, прикріплених до підшипникового щита.

Обмотка якоря, а також інші обмотки виконуються з мідних ізолюваних проводів. Вхідні затискачі всіх обмоток зосереджені в коробці виводів 18. І тут обмотки можуть бути з'єднані одна з одною або із зовнішньою мережею.

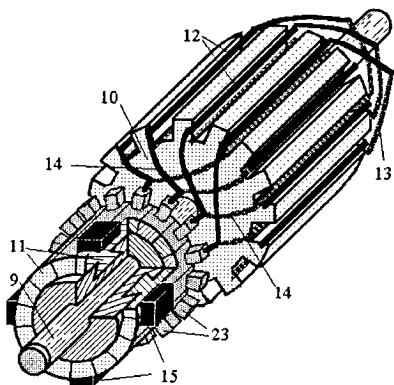


Рис. 13.6. Якір МПС

так складне електричне коло називається обмоткою якоря, її зв'язок із зовнішньою мережею здійснюється через ковзні контакти між щітками 15 і поверхнею колектора 11. Для оптимального співвідношення електричних і механічних властивостей ковзного контакту колекторні пластини виконують з міді з полірованою поверхнею, електрографітовані щітки — у вигляді пресованих брикетиків, приміром, мідно-графітового порошку.

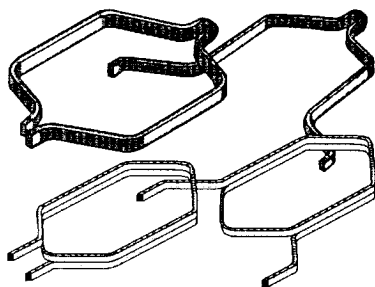


Рис.13.5. Варіанти конструкції секції обмотки якоря МПС

Інтенсивне охолодження машини забезпечується вентилятором 19, закріпленим на валу; для потоку повітря є жалюзі 20, а також вентиляційні канали 21 в осерді якоря. Для переміщень МПС має транспортні вухка 22.

Додатково компонування основних елементів якоря схематично подано на рис. 13.6. Щоб не ускладнювати сприйняття конструкції, тут на поверхні осердя

якоря 10 у пази укладені всього кілька секцій обмотки якоря 12. Показано, що кінці 14 однієї секції приєднані до двох сусідніх колекторних пластин через відводи від них, які називаються півниками — 23. Оскільки колекторні пластини 11 ізолювані одна від одної, то й кінці секції розімкнені.

Початок кожної чергової секції з'єднано з кінцем попередньої секції і з відповідною колекторною пластиною. Таким чином секції створюють єдине послідовне електричне коло, назване обмоткою якоря. З зовнішнім електричним колом обмотка якоря з'єднується через колектор і щітки 15, що примикають до його поверхні.

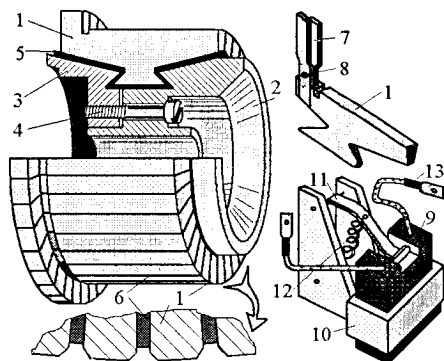


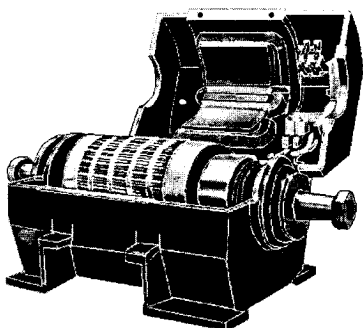
Рис. 13.7. Щітково-колекторний вузол

Щітки нерухомі, колектор обертається разом із якорем — так ними створюються ковзні електричні контакти. Щітково-колекторний вузол та його елементи окремо зображені на рис. 13.7. Основними елементами колектора є колекторні пластини 1. Вони кріпляться на корпусі 2 і затискаються фланцем 3 і гвинтом 4. Пластини ізолюються від корпусу і фланця прокладкою 5, одна від одної — прокладками 6. До кожній пластини відходить півник 7, скріплений заклепками 8. Щітка 9 фіксується щіткотримачем 10 і притискається до колектора натискним пальцем 11 за допомогою пружини 12. З зовнішніми виводами щітка з'єднується провідниковими канатиками 13.

Щітково-колекторний вузол МПС — її найменш надійна частина, оскільки в ньому можливе іскріння, яке в сукупності зі шкідливим впливом навколишнього середовища призводить до ерозії поверхні колектора і погіршення властивостей ковзного контакту.

Один з варіантів сучасної конструкції МПС зображено в цілому на рис. 13.8. Тут піднято рознімну

Рис. 13.8. Загальний вигляд МПС



половину статора, що є зручним для складання машини та її профілактичного обслуговування.

Якщо обмотки МПС утворюють електричні кола, то феромагнітні станина, осердя головних полюсів і осердя якоря створюють головне магнітне коло — магнітопровід. Магнітопровід проводить і підсилює основний магнітний потік машини, що створюється обмоткою збудження, котушки якої, як вже показано, розташовані на головних полюсах.

Додаткові полюси і їхня обмотка відіграють специфічну роль, не пов'язану з реалізацією принципу дії МПС. Ця роль, у загальних рисах, спрямована на розв'язання так званої проблеми *кому-тації* МПС, зовнішнім негативним проявом якої є згадане вже іскріння в ковзному контакті між щітками і колектором. У МПС середньої і великої потужності з тією ж метою застосовують ще так звану *компенсаційну обмотку*, яка розташовується у пазах, зроблених в наконечниках осердь головних полюсів. Обмотки компенсаційна і додаткових полюсів вмикаються послідовно в електричне коло обмотки якоря.

13.3. Основи принципу дії МПС

13.3.1. Модель МПС

І у генераторному, і у двигунному режимах роботи МПС її принцип дії та супутні характеристики визначаються двома основними величинами: *ЕРС*, що індукується в *обмотці якоря*, і *обертальним електромагнітним моментом*, який виникає в якорі. Тому попередньо розглянемо ці величини, кожен окремо, а потім вже перейдемо до принципу дії МПС в конкретних режимах.

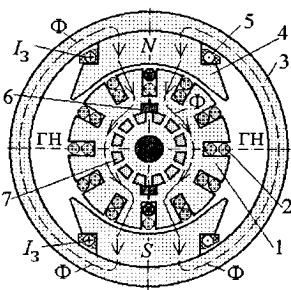


Рис. 13.9. Двохполюсна модель МПС

Для ілюстрацій скористаємося двополюсною моделлю МПС (кількість пар полюсів $p = 1$), що зображена на рис. 13.9, де 1 — осердя якоря, 2 — провідники обмотки якоря; 3 — станина; 4 — осердя головних полюсів; 5 — провідники обмотки збудження; 6 — щітки; 7 — колектор (на передньому плані).

У будь-яких режимах роботи МПС для створення в її якорі ЕРС і електромагнітного моменту необхідно мати магнітне

поле, що пронизує якір. Таке магнітне поле створюється обмоткою збудження, по якій пропускається постійний струм збудження I_z з узгодженим його напрямком у всіх котушках головних полюсів, як показано на рис. 13.9 і раніше на рис. 12.6, а, в.

Магнітне поле збудження характеризується основним магнітним потоком Φ , контури замикання якого по магнітопроводу МПС на рис. 13.9 проведені пунктиром. У електричних машинах оперують з величиною Φ , яка приходить на одну полюсну поділку τ (12.18) на розрахунковому діаметрі D_r (у повітряному проміжку або на поверхні якоря) і зосереджується на активній довжині якоря l_a .

Основи визначення ЕРС і електромагнітного моменту закладено у підрозд.12.7, де у формулах (12.6) і (12.7) використовується магнітна індукція B . Через магнітний потік Φ у МПС визначається середнє значення магнітної індукції у повітряному проміжку:

$$B_s = \frac{\Phi}{S_\tau} = \frac{\Phi}{\tau l_a} = \frac{\Phi}{\pi D_r l_a / 2p} = \frac{2p\Phi}{\pi D_r l_a}, \quad (13.1)$$

де S_τ — площа частки циліндричної поверхні проміжку, яка приходить на один полюс; τ — визначено формулою (12.18).

Для розуміння принципу дії МПС важливим є уявлення єдиної структури обмотки якоря, колектора і щіток, за допомогою яких утворюється електричне коло якоря. Для моделі МПС, зображеної на рис. 13.9, ця структура представлена на рис. 13.10 і рис. 13.11.

На рис. 13.10, а показана одна секція обмотки якоря і на ній виділені прямолінійні активні частини провідників довжиною l_a . На

рис. 13.10, б проілюстровано, як активні частини провідників, що лежать в пазах осердя якоря, з'єднуються в секції і як ці секції приєднані до колекторних пластин. Щоб не ускладнювати зображення, це показано на прикладі чотирьох секцій

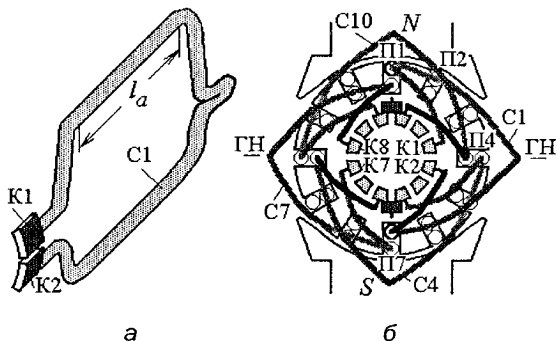


Рис. 13.10. Просторова структура обмотки якоря

(C1, C4, C7 і C10) з дванадцяти, що становлять повний набір для даної моделі МПС. Так контур секції C1 починається з колекторної пластини K1, проходить по провіднику у верхньому шарі паза П1, за допомогою лобової частини переходить у провідник нижнього шару паза П7 і завершується на колекторній пластині K2.

Аналогічно створюється і решта одинадцять секцій. Приміром, секції C4, C7 і C10 на рис. 13.10, б повторюють структуру секції C1, тільки повернуті на 90° , 180° і 270° відносно неї. Відзначимо, що сторони секцій C1 і C7 знаходяться під різнойменними (N і S) головними полюсами, боки секцій C4 і C10 — на геометричній нейтралі ГН між полюсами, де магнітне поле на поверхні осердя якоря практично відсутнє. При обертанні якоря всі секції почергово попадають у всі позиції. Важливо, що щітки завжди контактують з колекторними пластинами, до яких приєднані секції, розташовані у даний момент часу на геометричній нейтралі.

Повне електричне коло якоря зображено на рис. 13.11, а, де показані колекторні пластини і щітки, а секції C1–C12 мають вигляд умовних дугоподібних елементів. Між затискачами A1 і A2 на щітках секції обмотки якоря створюють електричне коло з двома паралельними вітками. Якщо б машина була чотирьопольною ($p = 2$, як на рис. 13.3), то на колекторі були б розташовані чотири щітки і в обмотці створювались би чотири паралельні вітки (рис. 13.11, б).

Поеднуючи просторову і принципову структури, обмотки якоря прийнято подавати на плоскій розгортці циліндричної поверхні якоря. Схема петльової обмотки якоря двопольної МПС, яка відповідає рис. 13.9, зображена на рис. 13.12, де y_1, y_2, y — прямий, зворотний та результуючий кроки по пазах.

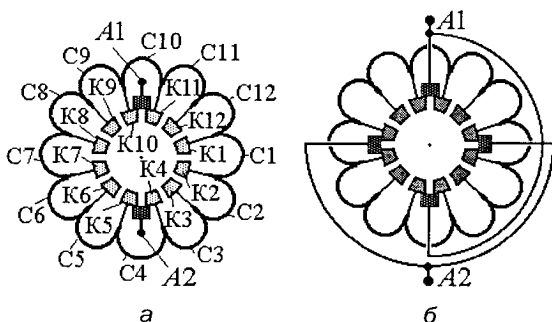


Рис. 13.11. Принципові структури обмотки якоря

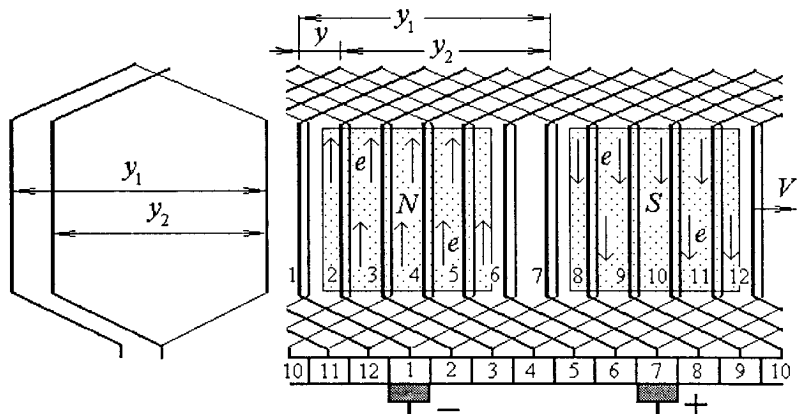


Рис.13.12. Схема петльової обмотки якоря двополюсної МПС

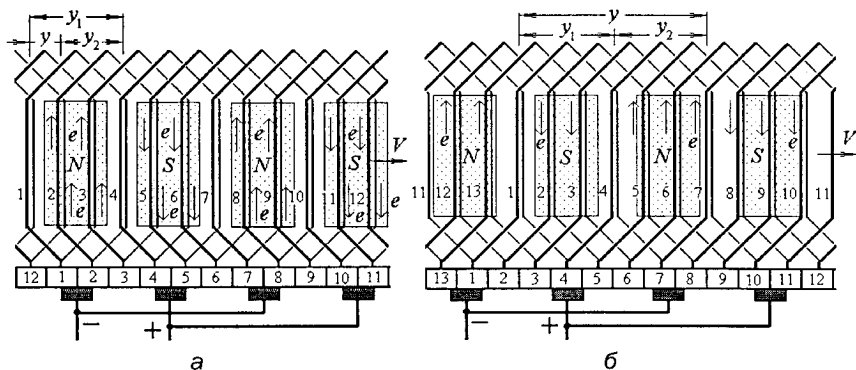


Рис.13.13. Схема петльової і хвильової обмоток якоря чотирьополюсної МПС

Схема петльової обмотки чотирьополюсної МПС при тій самій кількості секцій, як на рис. 13.12, наведена на рис. 13.13, а. Для хвильової обмотки у тому ж чотирьополюсному варіанті МПС потрібно додати ще одну секцію і, відповідно, паз і колекторну пластину, як це показано на рис. 13.13, б.

13.3.2. ЕРС в обмотці якоря МПС

Для пояснення принципу виникнення ЕРС скористаємося спрощеною двополюсною моделлю МПС на рис. 13.14, де, на відміну від рис. 13.9, провідники обмотки якоря розташовані в пазах одним шаром.

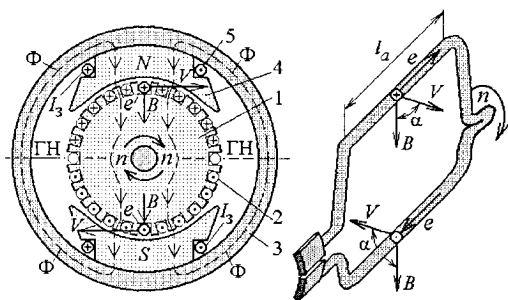


Рис. 13.14. Спрощена дво полюсна модель МПС для розгляду ЕРС обмотки якоря

Для збудження ЕРС в обмотці якоря треба забезпечити дві умови: 1) створити магнітне поле, що пронизує якір; 2) привести якір до руху. Перше виконує обмотка збудження, для забезпечення другого припустимо, що якір обертається з частотою обертання n у зазначеному на рис. 13.14 напрямку.

Розглянемо одну з секцій обмотки якоря. Перерізи двох її боків на рис. 13.14 виділені більш жирно і ще вона зображена окремо.

У дво полюсній МПС прямолінійні частини секції повинні розташовуватися в діаметрально протилежних пазах: у загальному випадку прямий крок по пазах (рис. 13.12, рис. 13.13) $y_1 \approx \tau$, де τ — полюсна поділлка (12.18), (12.19), хоча секції можуть бути трохи укороченими, тобто $y_1 < \tau$. І якщо у даний момент часу одна половина секції міститься під полюсом N , то друга — під полюсом S (рис. 13.12–13.14). Лінійні швидкості V провідників секції спрямовані по дотичній до кола. І ці провідники містяться в магнітному полі з магнітною індукцією B , що направлена відносно V під кутом $\alpha \approx 90^\circ$.

У зазначених умовах ЕРС провідників визначаються за формулою (В.12), а їхні напрямки підпорядковані правилу правої руки (див. рис. В.7) і спрямовані, як зображено на рис. 13.12–13.14.

У контурі секції ЕРС провідників додаються (рис. 13.14) і для всієї секції, якщо вона має w_c витків, ЕРС визначається аналогічно формулі (12.6):

$$e_a = 2w_c V B l_a = w_c \Omega B D_r l_a, \quad (13.2)$$

де D_r , l_a — ті самі, що й у формулі (13.1); Ω — кутова швидкість (12.11).

Підставивши у (13.2) замість B вираз магнітної індукції (13.1) і потім кутової швидкості (12.11), отримуємо середнє значення ЕРС секції якоря:

$$E_{a,s} = \frac{2pw_c}{\pi} \Omega \Phi = \frac{pw_c}{15} n \Phi. \quad (13.3)$$

Секції створюють електричне коло обмотки якоря, умовно показане на рис. 13.15 (аналог рис. 13.11, а).

Поряд із кожною секцією вказано напрямок її ЕРС e_a . Для секцій, розташованих з різних боків щіток (що відповідає розділенню секцій геометричною нейтраллю ГН на рис. 13.9), і напрямок ЕРС різний. Це можна перевірити на рис. 13.14. Якщо секції повернути разом з якорем на 180° , то напрямки ЕРС в їхніх боках зміняться на протилежні. Так і на рис. 13.15, якщо колектор із секціями обертається, то, після проходження пари його пластин через щітку, ЕРС e_a в секції, приєднаній до цих пластин, змінює напрямок.

Таке розташування щіток на колекторі, як на рис. 13.15, і дозволяє отримати найбільшу суму ЕРС секцій, які від однієї щітки до іншої розподілились на дві паралельні вітки. У кожній з них кількість секцій з ЕРС e_a завжди приблизно однакова, і сумарна середня ЕРС в паралельній вітці:

$$E \approx \sum_1^{N_c/2} e_a = \frac{N_c}{2} E_{a,s}, \quad (13.4)$$

де N_c — загальна кількість секцій усієї обмотки якоря.

Ця ЕРС є практично постійною і вона прикладена до пари щіток і їхніх електричних виводів $A1$ «-» і $A2$ «+».

Якщо ж МПС має p пар полюсів, то по колектору розташовані p пар щіток і обмотка якоря має a пар паралельних віток, що було проілюстровано на рис. 13.11–рис. 13.14. У випадку петльової обмотки $a = p$, для хвильової обмотки $a = 1$, що можна перевірити на рис. 13.12 і 13.13, проходячи від затискача «+» до затискача «-». Тобто у загальному випадку a і p — це не одне й те ж.

Між сусідніми різнополярними щітками є приблизно $N_c / 2a$ секцій. Тоді, з урахуванням (13.3), ЕРС обмотки якоря:

$$E = \frac{N_c}{2a} E_{a,s} = \frac{p\omega_c N_c}{\pi a} \Omega \Phi = \frac{p\omega_c N_c}{30a} n\Phi. \quad (13.5)$$

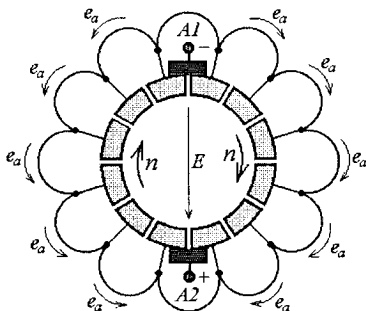


Рис. 13.15. Принципова структура петльової обмотки якоря двополюсної МПС

У пазовій частині обмотка якоря має активні провідники у кількості:

$$N = 2\omega_c N_c. \quad (13.6)$$

Перетворимо з урахуванням цього формулу (13.5) і у підсумку подамо *ЕРС обмотки якоря МПС* двома окремими формулами: через кутову швидкість у [рад/с]:

$$E = \frac{pN}{2\pi a} \Omega \Phi = C_K \Omega \Phi; \quad (13.7)$$

через частоту обертання у [об/хв.]:

$$E = \frac{pN}{60a} n \Phi = C_E n \Phi, \quad (13.8)$$

де введено очевидні конструктивні сталі C_K і C_E .

У формулах (13.7) і (13.8) наочно виявляється роль магнітного поля головних полюсів (потік Φ) і обертання якоря (кутова швидкість Ω або частота обертання n). Саме ці величини можуть змінюватися в процесі роботи МПС.

13.3.3. Обертальний електромагнітний момент

Для ілюстрацій скористаємося двополюсною моделлю МПС, зображеною на рис. 13.16 і подібною рис. 13.14.

Для отримання електромагнітного моменту якоря необхідно забезпечити дві умови: 1) створити магнітне поле, що пронизує якір (це вже розглянуто вище); 2) забезпечити проходження струму по провідниках обмотки якоря (докладніше про виникнення цього струму — при розгляді режимів роботи МПС).

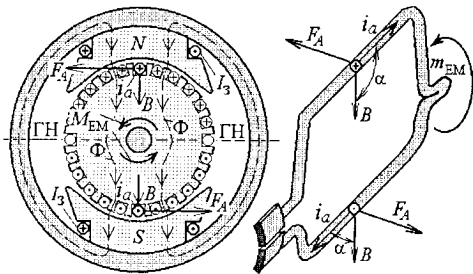


Рис. 13.16. Спрощена двополюсна модель МПС для розгляду електромагнітного моменту якоря

Отже, нехай по секціях обмотки якоря проходить струм i_a у напрямках, показаних на рис. 13.16. Боки секцій містяться в магнітному полі головних полюсів, причому кут між напрямками магнітної індукції B і струму i_a $\alpha = 90^\circ$.

У зазначених умовах на провідники секції діють сили Ампера, які визначаються

за формулою (В.14), а їхні напрямки підпорядковані правилу лівої руки (див. рис. В.8) і спрямовані так, як показано на рис. 13.16.

Сили, діючи узгоджено, створюють обертальний електромагнітний момент секції, який визначається аналогічно формулі (12.7):

$$m_{EM} = i_a w_c B l_a D_r. \quad (13.9)$$

Якщо сюди замість B підставимо середнє значення магнітної індукції (13.1), то отримаємо середнє значення моменту секції:

$$m_{EM,s} = \frac{2pw_c}{\pi} i_a \Phi. \quad (13.10)$$

Розподіл струмів i_a в секціях обмотки якоря зображено на рис. 13.17 з використанням спрощеної моделі обмотки якоря і колектора, на якому розташовані щітки. Очевидно, що сумарний струм обмотки якоря I_a , проходячи по ній від електричного виводу $A1$ до виводу $A2$ на щітках, розходиться на дві паралельні вітки, тобто $i_a = I_a / 2$.

У загальному випадку МПС має p пар полюсів і в ній зазвичай є і p пар щіток різної полярності (рис. 13.12–13.14). Вони розташовані по колектору рівномірно і чергуються за знаком: «+» і «-». Тоді обмотка якоря, як вже розглянуто вище, має a пар паралельних віток і струм секцій:

$$i_a = \frac{I_a}{2a}. \quad (13.11)$$

Для секцій, розташованих на рис. 13.17 з різних боків щіток (що на рис. 13.16 відповідає розподілу секцій геометричною нейтраллю ГН), і напрямок струмів різний. Якщо пара пластин обертового колектора пройде щітку, то в секції, яка з'єднана з цією парою, струм i_a змінює напрямок. Таким чином, секції на рис. 13.17 переходять з однієї паралельної вітки в іншу — виникає їхня «комутація», або перемикування. Тому на рис. 13.16 розподіл струму i_a у провідниках стабільний: під полюсом N — в один бік, під полюсом S — в інший.

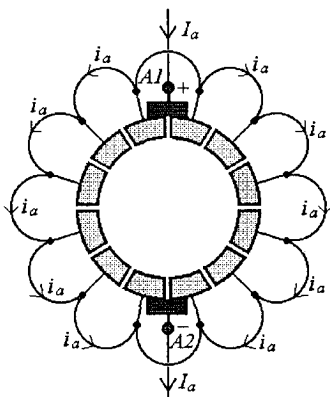


Рис. 13.17. Розподіл струмів у петльовій обмотки якоря двополюсної МПС

Завдяки цьому сили Ампера всіх N_c секцій діють узгоджено і їхні моменти (13.10) у підсумку створюють електромагнітний момент якоря, який, з урахуванням (13.11), має вираз:

$$M_{EM} = m_{EM,s} N_c = \frac{2p\omega_c N_c}{\pi} i_a \Phi = \frac{p\omega_c N_c}{\pi a} I_a \Phi. \quad (13.12)$$

Як і для ЕРС, використаємо кількість провідників обмотки якоря N (13.6), і остаточно отримаємо формулу *електромагнітного моменту якоря*:

$$M_{EM} = \frac{pN}{2\pi a} \cdot \Phi I_a = C_M \Phi I_a, \quad (13.13)$$

де конструктивна C_M стала та ж сама, що і C_K в формулі (13.7) для ЕРС.

Формула (13.13) явно показує: M_{EM} створюється струмом якоря I_a і магнітним потоком Φ головних полюсів. Саме ці дві величини можуть змінюватися в процесі роботи МПС.

Розглянуті основи дозволяють безпосередньо перейти до основних режимів роботи МПС: генераторного і двигунного.

13.4. Генераторний режим роботи МПС

У генераторному режимі роботи МПС перетворює механічну енергію, що підводиться до вала якоря, на електричну енергію, що знімається з затискачів якірного кола. Розглянемо цей режим на прикладі найпростішої моделі МПС із кількістю полюсів $2p = 2$, зображеної на рис. 13.18.

Приводний двигун, механічно з'єднаний з валом генератора, розвиває обертальний момент M і приводить якір генератора до обертання з частотою n .

До затискачів $F1$ і $F2$ обмотки збудження (ОЗ) прикладена постійна напруга U_z , і в ній тече струм збудження $I_z = U_z / R_z$, де R_z — опір обмотки. Напрямок I_z у витках ОЗ показано на рис. 13.18 позначками «+» і «-». Так у генераторі створюється основний магнітний потік Φ , напрямок магнітних силових ліній визначається правилом буравчика (див. рис. 8.3).

За законом електромагнітної індукції у провідниках обмотки якоря, що перетинають при обертанні магнітні силові лінії, наводяться ЕРС e . Їхній напрямок відповідає правилу правої руки

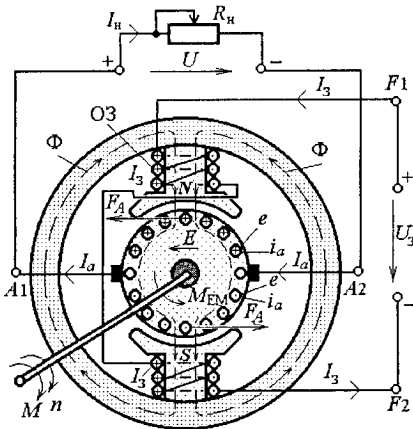


Рис. 13.18. Модель МПС у генераторному режимі

(див. рис. В.7). Сумарна ЕРС обмотки якоря $E = C_E n \Phi$, як визначено (13.8), є постійною.

Ця ЕРС прикладена до щіток на колекторі (рис. 13.15) і створює на затискачах якірної кола $A1$ і $A2$ напругу U . Якщо до цих затискачів підключено навантаження з опором R_n , то по провідниках обмотки якоря протікають струми i_a , що створюють сумарний струм якоря I_a . Він у цьому разі є струмом навантаження, тобто $I_a = I_n$ (рис. 13.18). У підсумку генератор вироблює

електричну енергію з потужністю $P_r = U I_n$ і віддає її навантаженню.

Для МПС у генераторному режимі можна зобразити електричну схему заміщення (рис. 13.19). Тут у колі обмотки якоря ідеальний елемент E зображає ЕРС (13.8), елемент R_a — опір кола обмотки якоря. Відповідно до другого закону Кірхгофа для схеми за рис. 13.19 рівняння рівноваги напруг:

$$U = E - I_a R_a, \tag{13.14}$$

із якого випливає, що напруга якоря U менше ЕРС E на спад напруги в якірному колі $I_a R_a$. Практично в реальних генераторах існує наступне орієнтувальне співвідношення: якщо U прийняти за 100 %, то тоді прийдеться на $E - 105$ %, на $R_a I_a - 5$ %.

Коло обмотки збудження на рис. 13.19 дано одним резистивним елементом, що заміщує її опір R_z .

Робота МПС у генераторному режимі супроводжується низкою супутніх явищ. До основних з них належить виникнення електромагнітного моменту (13.13). Справді, для цього забезпечені обидві умови: струм I_a в обмотці якоря й основний магнітний потік Φ . Напрямок дії M_{EM} (рис. 13.18) відповідає напрямку сил Ампера

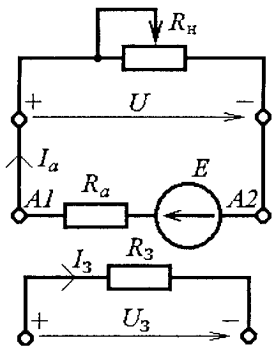


Рис. 13.19. Схема заміщення МПС у генераторному режимі

F_A . Ці напрямки, як і на рис. 13.16, визначаються за правилом лівої руки (див. рис. В.8). Ураховано, що на рис. 13.18 напрямок струмів i_a в генераторі збігається з напрямком ЕРС e , як збігаються і напрямки сумарних струму I_a і ЕРС E (рис. 13.19).

Порівняння напрямків моментів на рис. 13.18 показує, що в генераторному режимі електромагнітний момент M_{EM} є гальмовим моментом по відношенню до оберտального моменту M приводного двигуна. При усталеній частоті обертання має місце співвідношення моментів:

$$M = M_{EM} + \Delta M, \quad (13.15)$$

де ΔM — відносно мала втрата моменту усередині генератора.

13.5. Двигунний режим роботи МПС

У двигунному режимі роботи МПС перетворює електричну енергію постійного струму на механічну енергію, приводячи до руху різні машини і механізми. Розглянемо цей режим на прикладі найпростішої моделі МПС (рис. 13.21) з кількістю полюсів $2p = 2$.

У цьому режимі, як і в генераторному, обмотка збудження створює в МПС магнітний потік Φ , що вже показано на рис. 13.9 і 13.18.

Постійна напруга U подається на затискачі $A1$ і $A2$ і через щітки і колектор на обмотку якоря, викликаючи в її колі сумарний струм I_a , а в окремих провідниках струми i_a (рис. 13.20), що відповідає рис. 13.18.

Взаємодія магнітного поля збудження і струмів у провідниках обмотки якоря приводить до виникнення оберտального електромагнітного моменту $M_{EM} = C_M I_a \Phi$, вже визначеного формулою (13.13) і на рис. 13.16. А напрямок дії M_{EM} на рис. 13.20, як і напрямки сил Ампера F_A , відповідають правилу лівої руки (див. рис. В.8).

Тепер електромагнітний момент у ДПС є рушійним і він приводить до обертання його якорі і рухомі частини механізмів, що стикаються з валом якоря. Вони обертаються з частотою обертання n туди ж, куди діє M_{EM} , і з вала якоря механізмам передається обертальний момент M . При усталеній частоті обертання в двигунному режимі має місце співвідношення моментів

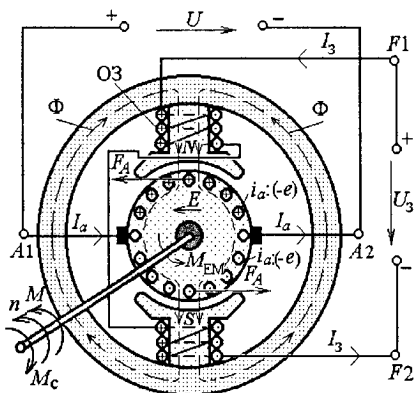


Рис. 13.20. Модель МПС у двигунному режимі

Розглянутий процес приведення до руху якоря ДПС супроводжує низка явищ, основним із яких є виникнення ЕРС в обмотці якоря. Для цієї ЕРС забезпечені обидві умови: магнітний потік збудження Φ і обертання з частотою n , а відповідна формула ЕРС (13.8) для обмотки якоря вже визначена раніше.

Для виявлення ролі ЕРС на рис. 13.20 за правилом правої руки (див. рис. В.7) визначається напрямок ЕРС e у провідниках, як це робилося на рис. 13.14. Очевидно, що на рис. 13.20 у провідниках ЕРС e спрямовані скрізь проти струмів i_a . Тому і результуюча ЕРС E діє проти струму I_a та напруги U і її називають «проти-ЕРС».

Електрична схема заміщення кола обмотки якоря для МПС у двигунному режимі зображена на рис. 13.21. Тут суть елементів E і R_a така ж, як на рис. 13.19. Відповідно до другого закону Кірхгофа з рис. 13.21 отримуємо рівняння рівноваги напруг:

$$U = E + I_a R_a, \quad (13.17)$$

звідки випливає, що напруга якоря U більше ЕРС E на спад напруги $I_a R_a$ в його колі.

У реальних двигунах існує наступне орієнтувальне співвідношення: якщо U прийняти за 100 %, то вона розподілиться так: на E — 95 %, на $R_a I_a$ — 5 %.

$$M = M_{EM} - \Delta M, \quad (13.16)$$

де ΔM — те ж, що і в формулі (13.15).

З боку механічного навантаження до якоря прикладений протидіючий момент опору M_c , який у цьому разі є гальмовим: $M = M_c$.

У підсумку двигун виробляє механічну енергію з потужністю $P_D = \frac{Mn}{9,55}$ і віддає її з валу навантаженню (тут n — об/хв; M — Н·м; P_D — Вт).

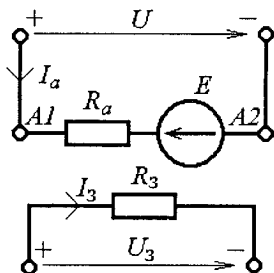


Рис. 13.21. Схема заміщення МПС у двигунному режимі

13.6. Потужності і втрати потужності в МПС

У генераторному режимі (рис. 13.22, а) МПС споживає *механічну енергію*, яка поступає на вал з потужністю:

$$P_{1Г} = \frac{Mn}{9,55}, \quad (13.18)$$

і віддає в мережу *електричну енергію* з потужністю:

$$P_{2Г} = UI_a. \quad (13.19)$$

У двигунному режимі (рис. 13.22, б) МПС споживає *електричну енергію* із живильної мережі з потужністю:

$$P_{1Д} = UI_a \quad (13.20)$$

і віддає з валу *механічну енергію* з потужністю:

$$P_{2Д} = \frac{Mn}{9,55}. \quad (13.21)$$

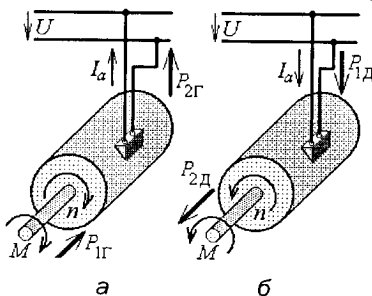


Рис. 13.22. Потоки потужності у генераторному і двигунному режимах роботи МПС

Все це відповідає розглянутому у підрозд.12.9 у формулах (12.13) і (12.14), а відповідно до (12.15) у генераторному і двигунному режимах МПС існують такі співвідношення:

$$P_{2Г} = P_{1Г} - \Delta P; \quad P_{2Д} = P_{1Д} - \Delta P, \quad (13.22)$$

оскільки процес корисного перетворення енергії супроводжується втратами потужності ΔP , які, залежно від габаритів і якості виготовлення машини, можуть становити від 5 до 35 % корисної потужності $P_{2Г}$ і $P_{2Д}$ відповідно.

Природа втрат потужності ΔP і в генераторах, і в двигунах однакова і обумовлена у (12.16). В МПС до втрат потужності входять такі складові:

електричні втрати в колі струму якоря:

$$P_E = P_{ЕОЯ} + P_{ЕОДП} + P_{ЕЩ} = R_a I_a^2 + R_{ОДП} I_a^2 + 2 \cdot \Delta U_{Щ} I_a, \quad (13.23)$$

де $P_{ЕОЯ}$, $P_{ЕОДП}$, $P_{ЕЩ}$ — відповідно втрати, котрі виникають при проходженні струму в обмотках якоря і додаткових полюсів, що

мають опори R_a і $R_{\text{ОДП}}$, а також у щітко-колекторних контактах, на яких виникають спади напруги $\Delta U_{\text{щ}}$ (останні становлять приблизно 0,5...1 В);

магнітні втрати P_M в осерді якоря, які спричиняються його перемагнічуванням при обертанні в нерухомому магнітному полі: їхня природа відповідає розглянутому раніше по формулі (8.59);

механічні втрати $P_{\text{мех}} = P_{\text{підш}} + P_{\text{тщ}} + P_{\text{вент}} + P_{\text{п}}$, де $P_{\text{підш}}$, $P_{\text{тщ}}$ — втрати на тертя в підшипниках і щіток об колектор; $P_{\text{вент}}$ — вентиляційні втрати (споживана потужність вентилятора, який продуває повітря для охолодження машини), $P_{\text{п}}$ — тертя об повітря;

втрати на збудження — в обмотці збудження:

$$P_3 = R_3 I_3^2 = U_3 I_3, \quad (13.24)$$

де R_3 , I_3 , U_3 — опір обмотки збудження, її струм і напруга.

Крім того, через менш очевидні причини існують додаткові втрати потужності $P_{\text{дод}}$, які можуть становити до 0,5 % від корисної потужності.

Усе перелічене і об'єднується у втрати потужності МПС:

$$\Delta P = P_E + P_M + P_{\text{мех}} + P_3 + P_{\text{дод}}. \quad (13.25)$$

Енергія, що перетворюється безпосередньо в обмотці якоря, характеризується електромагнітною потужністю:

$$P_{\text{ЕМ}} = EI_a. \quad (13.26)$$

Тоді електромагнітний момент може бути визначений не тільки за формулою (13.13), але й на підставі (12.12) ще і виразом:

$$M_{\text{ЕМ}} = 9,55 \frac{P_{\text{ЕМ}}}{n}. \quad (13.27)$$

Співвідношення корисної і витраченої потужностей в МПС, як і в інших пристроях (12.17), це ККД. Для ГПС і ДПС він визначається виразами:

$$\eta = \frac{P_{2Г}}{P_{1Г}}; \quad \eta = \frac{P_{2Д}}{P_{1Д}}. \quad (13.28)$$

При зміні навантаження машини ККД також змінюється (приблизно як і в трансформаторах — див. рис. 9.11). У паспортних даних МПС наводяться значення корисної номінальної потужності $P_{\text{ном}}$ і значення ККД $\eta_{\text{ном}}$ при цій потужності. Для ГПС і ДПС корисні потужності — це, відповідно, $P_{2Г}$ (13.19) і $P_{2Д}$ (13.21). Номінальне

значення ККД $\eta_{\text{ном}}$ може міститися в межах 0,65...0,95, причому більші значення відповідають більшим і потужнішим МПС.

13.7. Класифікація машин за способом збудження

Найважливішою класифікаційною ознакою МПС є спосіб збудження головного магнітного потоку, що проходить крізь якір. І насамперед вирізняються варіанти збудження МПС: електромагнітне і від постійних магнітів.

Збудження постійними магнітами (умовне позначення МПС на

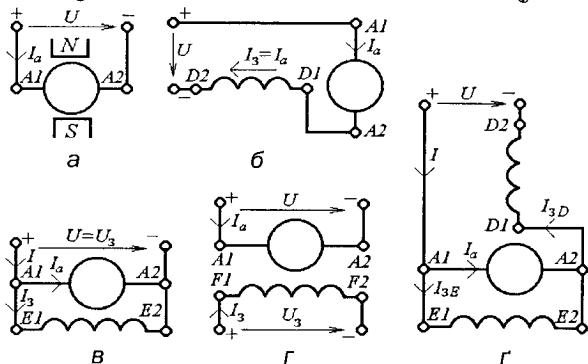


Рис. 13.23. Умовні позначення МПС при різних варіантах збудження

При електромагнітному збудженні магнітний потік створюється струмом обмотки збудження, розташованої на головних полюсах. Цей спосіб позбавлений вказаних недоліків, але потребує наявності цієї обмотки і витрат потужності на збудження — близько 1...5 % від номінальної потужності $P_{\text{ном}}$.

Експлуатаційні і регулювальні характеристики МПС з електромагнітним збудженням при роботі у режимах як генератора, так й двигуна залежать від способу вмикання обмоток збудження (ОЗ) і якоря (ОЯ) одна відносно одної. Можливі схеми вмикання зображені на рис. 13.23, б-г.

У машин *последовного збудження* (рис. 13.23, б) струм ОЯ проходить по ОЗ, тому магнітний потік змінюється сумісно з I_a . У машин *паралельного збудження* (рис. 13.23, в) напруга U на затискачах ОЗ і ОЯ одна і та сама, що приводить до відповідних взаємозалежностей. У машинах *незалежного збудження* (рис. 13.23, г) ОЗ отримує струм від окремого джерела, тому він не залежить від напруги

рис. 13.23, а) застосовується, головним чином, у мікромашинах. Недоліком цього способу є неможливість регулювання магнітного потоку Φ , а також відносно низькі значення магнітної індукції на поверхні осердя якоря (0,3...0,8 Тл).

U на затискачах якоря, а магнітний потік практично не залежить від струму ОЯ I_a . У машинах змішаного збудження (рис. 13.23, г) на кожному полюсному осерді є дві котушки, одна входить до обмотки паралельного збудження, друга — до послідовного збудження — це щось середнє між випадками б і в.

Обмотки паралельна та незалежна зазвичай розраховуються на відносно невеликий струм, тут $I_{3, \text{ном}} \approx 0,05 I_{a, \text{ном}}$. Тому ці обмотки мають відносно велику кількість витків і виконані з проводів малого перерізу. У послідовних обмотках струм I_3 порівняний до I_a , тому вони виконуються із проводів великого перерізу при меншій кількості витків.

На рис. 13.23 використані прийняті стандартні умовні графічні позначення ОЗ і ОЯ, а також літерні позначення їхніх затискачів. Приклад умовного подання МПС (варіант з паралельним збудженням) при наявності обмоток додаткових полюсів ($B1$ і $B2$) та компенсаційної ($C1$ і $C2$) є на рис. 13.24 (вони вмикається послідовно в електричне коло обмотки якоря).

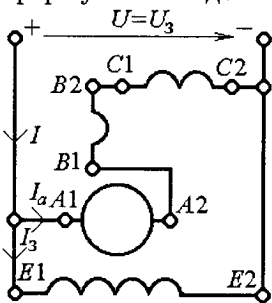


Рис. 13.24. Умовне позначення МПС з повним набором обмоток

13.8. Характеристики генераторів постійного струму

Властивості і можливості електричних машин виявляються за допомогою вивчення їхніх характеристик. Для ГПС основними є характеристики неробочого ходу, зовнішня, регульовальна і навантажувальна. Вони залежать від способу збудження машини. Тут розглянемо характеристики на прикладі ГПС з незалежним збудженням, використовуючи схему його вмикання на рис. 13.25, яка первісно відповідає рис. 13.23, г.

Характеристика неробочого ходу $E(I_3)$ — це залежність ЕРС E в обмотці якоря від струму збудження I_3 , яка

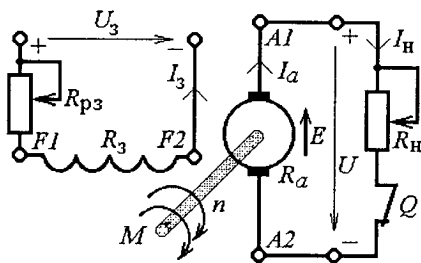


Рис. 13.25. Схема дослідження ГПС з незалежним збудженням

отримується при струмі якоря $I_a = 0$ (вимикач Q розімкнений) і постійній (номінальній) частоті обертання якоря $n = n_{\text{ном}}$.

При експериментальному вимірюванні характеристики сила струму збудження I_3 регулюється зміною опору реостата $R_{\text{рз}}$. ЕРС отримують вимірюванням напруги U на затискачах якоря, тому що при $I_a = 0$ із (13.14) маємо $E = U$.

Характер залежності $E(I_3)$ показаний на рис. 13.26, а і пояснюється наступним. Оскільки за (13.8) $E = C_E \Phi n$, то залежність $E(I_3)$ визначається через залежність $\Phi(I_3)$, яка для магнітного кола МПС подібна розглянутим на рис. 8.30, б магнітним характеристикам. Зі зростанням струму збудження I_3 магнітний потік Φ , і відповідно, ЕРС E спочатку зростають за лінійним законом, а потім їхнє зростання сповільнюється через насичення феромагнітних ділянок магнітного кола генератора. Початкова величина ЕРС $E_{\text{зал}}$ визначається залишковим потоком $\Phi_{\text{зал}}$. Різниця величин ЕРС E при однакових значеннях струму збудження I_3 на висхідній В і спадній С вітках характеристики обумовлена явищем гістерезису (перемагнічування).

Примітка: на рис. 13.26 індексами «ном» і «0» позначені значення величин номінальні і у режимі неробочого ходу, відповідно.

Зовнішня характеристика $U(I_n)$ — це залежність напруги на затискачах якоря U від струму навантаження I_n при постійних значеннях струму збудження $I_3 = I_{3\text{ном}}$ і частоти обертання якоря $n = n_{\text{ном}}$, рівних їхнім номінальним значенням. При зменшенні опору R_n навантажувального реостата зростає струм I_n і відповідно струм якоря (при незалежному збудженні $I_n = I_a$). Слідом зменшується напруга U через вплив наступних факторів (13.14): а) збільшення спаду напруги $I_a R_a$ в якірному колі;

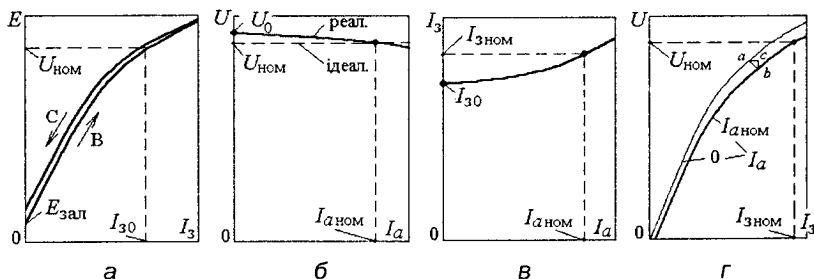


Рис.13.26. Характеристики ГПС з незалежним збудженням

б) розмагнічувальна дія реакції якоря (див. підрозд.12.6). Останнє виявляється у зменшенні потоку Φ , і, як наслідок, у зменшенні ЕРС E (13.8). Характер кривої $U(I_a)$ зображено на рис. 13.26, б (реал.).

Регульовальна характеристика $I_3(I_n)$ (рис. 13.26, в) отримується при $n = n_{\text{ном}}$, $U = U_{\text{ном}} = \text{const}$ і показує, як належить змінювати струм збудження I_3 , щоб при змінюванні струму навантаження I_n напруга на затискачах якоря U не змінювалася. Як витікає з рис. 13.26, б, при збільшенні струму навантаження I_n і, відповідно струму якоря I_a , величина U прагне зменшитися. Отже, щоб зберегти $U = \text{const}$, необхідно (13.14) при зростанні струму I_a синхронно збільшувати E за рахунок підвищення струму збудження I_3 (див.рис. 13.26, а).

Регулювання струму збудження за кривою $I_3(I_a)$ на рис. 13.26, в забезпечить ідеальну зовнішню характеристику ГПС, як на рис. 13.26, б (ідеал.).

Навантажувальна характеристика $U(I_3)$ отримується регулюванням струму збудження при $n = n_{\text{ном}}$ і підтриманні $I_n = I_a = \text{const}$ одночасним регулюванням опору R_n . На рис. 13.26, г подані дві характеристики: вихідна при $I_n = I_a = 0$ (збігається з характеристикою неробочого ходу); друга при $I_n = I_a = I_{a \text{ ном}}$. Зміщення характеристики пояснюється за допомогою реактивного трикутника abc : здвиг по ac викликаний розмагнічувальною дією реакції якоря, по cb — спадом напруги у колі якоря $I_a R_a$.

Відзначимо також основні особливості ГПС з паралельним збудженням, схема якого відповідає рис. 13.23, в. Такий генератор не потребує додаткового джерела, бо збуджує сам себе. Процес самозбудження пояснимо за допомогою рис.13.27, а, де крива $U(I_3)$ — залежність напруги на затискачах якоря від струму обмотки збудження; пряма $U_3(I_3)$ — залежність напруги на затискачах кола обмотки збудження від її ж струму. Залежність $U(I_3)$ є близькою до характеристики неробочого ходу, яка тут є такою, як і на рис. 13.26, а; залежність $U_3(I_3)$ виражається

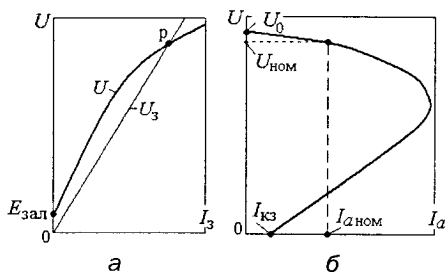


Рис.13.27. Характеристики ГПС з паралельним збудженням

за законом Ома: $U_3 = R_{3\Sigma} I_3$, де $R_{3\Sigma}$ — сумарний опір кола обмотки збудження.

Після запуску генератора через залишковий магнітний потік в ОЯ виникає залишкова ЕРС $E_{зал}$ і на затискачах якірної кола з'являється напруга U , яка одночасно є напругою ОЗ U_3 . З'являється струм збудження, зростає магнітний потік, зростають ЕРС E , напруги U та U_3 , струм I_3 , зростає магнітний потік і так знову по колу. Лавинний процес припиняється, коли досягне робочої точки «р», бо тут виконується умова рівноваги $U_3 = U$.

Зовнішня характеристика ГПС з паралельним збудженням наведена на рис. 13.27, б. Тут до причин зменшення напруги додається зменшення струму збудження, і, як наслідок, магнітного потоку і ЕРС через саме це зменшення U та U_3 . Після номінальної точки ці причини стають вирішальними і характеристика набуває зворотного вигляду. Так при $R_n = 0$ можна досягти короткого замикання, яке є безпечним для даного ГПС, бо у ОЯ струм короткого замикання $I_{КЗ}$ менше, ніж номінальний $I_{a ном}$.

13.9. Робота МПС як двигуна

13.9.1. Вихідні положення

До основних експлуатаційних параметрів ДПС належать його номінальні дані: $P_{ном}$ — корисна потужність на валу; $I_{a ном}$, $U_{ном}$ — струм і напруга якоря; $I_3 ном$, $U_3 ном$ — струм і напруга збудження; $n_{ном}$ — частота обертання; $\eta_{ном}$ — ККД.

Для розуміння можливостей будь-якого двигуна, в тому числі і ДПС, необхідно вивчення різних режимів, що виникають у процесі його експлуатації: способів пуску, реагування на зміну меха-

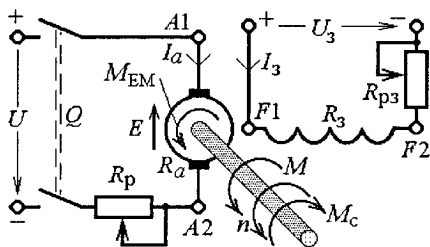


Рис. 13.28. Схема дослідження ДПС з незалежним збудженням

нічного навантаження на валу, способів регулювання частоти обертання, способів швидкої зупинки чи гальмування.

Поводження ДПС у різних режимах залежить від схеми його збудження (див. рис. 13.23). Щоб конкретизувати подальший аналіз режимів роботи ДПС, можливості його керування і його основні

характеристики, розглянемо їх, використовуючи схему незалежного збудження (рис. 13.23, г). Принципова електрична схема включення такого ДПС зображена на рис. 13.28.

Аналіз режимів роботи ДПС можливий на основі основних рівнянь (13.13), (13.17), (13.8) і (13.16), які наведемо тут разом:

$$M_{EM} = C_M \Phi I_a; \quad (13.29)$$

$$U = E + I_a R_a; \quad (13.30)$$

$$E = C_E n \Phi; \quad (13.31)$$

$$M = M_{EM} - \Delta M. \quad (13.32)$$

13.9.2. Способи пуску ДПС

Щоб запустити ДПС, спочатку необхідно подати напругу U_z на обмотку збудження, а потім — напругу U на затискачі якірного кола (саме в такій послідовності!). Далі процес розвивається так, як це описано в підрозділі 13.5, і у підсумку якір двигуна починає обертатися з деякою частотою n під дією електромагнітного моменту M_{EM} (13.29). Розвинутий обертальний момент M (13.32) урівноважується моментом опору M_c з боку пристроїв і механізмів, що приводяться до руху (рис. 13.28).

Прямий пуск. Якщо на якір відразу подається номінальна напруга $U = U_{ном}$, то такий пуск називається прямим. Такий пуск ДПС спряжений із серйозними проблемами через великий пусковий струм якоря:

$$I_{a\text{пуск}} = U_{ном} / R_a. \quad (13.33)$$

Ця формула отримана із (13.30), зважаючи на те, що в початковий момент часу частота обертання $n = 0$ і, отже, ЕРС E (13.31) в обмотці якоря відсутня. У зв'язку з відносно малим власним опором якірного кола R_a пусковий струм (13.33) може досягнути (20...25) $I_{a\text{ном}}$. Через це двигун може зіпсуватися (виникають сильне іскріння і навіть вогонь на колекторі, великі механічні і теплові перевантаження). Треба ще взяти до уваги загальний дестабілізуючий вплив ДПС на живильну мережу.

Для вирішення проблем пуску ДПС застосовують спеціальні методи.

Реостатний пуск. Реостат з опором R_p (див. рис. 13.28) використовується для обмеження пускового струму і вибирається на основі формули:

$$I_{a \text{ пуск}} = U_{\text{ном}} / (R_p + R_a) < I_{a \text{ пуск доп}}, \quad (13.34)$$

де допустимий рівень $I_{a \text{ пуск доп}}$ зазвичай встановлюється у межах (2...2,5) $I_{a \text{ ном}}$.

Пуск при зниженій напрузі. Для такого пуску потрібно мати регульовальне джерело живлення якірного кола. Його вихідна напруга $U_{\text{пуск}}$ вибирається так, щоб пусковий струм:

$$I_{a \text{ пуск}} = U_{\text{пуск}} / R_a \quad (13.35)$$

не перевищував вказаного рівня (2...2,5) $I_{a \text{ ном}}$.

І в першому, і в другому випадках, в міру розгону ДПС і збільшення частоти обертання, ЕРС в якорі зростає і тоді струм якоря:

$$I_{a \text{ пуск}} = (U_{\text{пуск}} - E) / (R_p + R_a), \quad (13.36)$$

виражений із симбіозу формул (13.30), (13.34) і (13.35), починає зменшуватися. Відповідно, при реостатному пуску можна зменшувати опір R_p аж до нуля, а при пуску напругою — збільшувати цю напругу аж до номінального значення.

У підсумку встановлюється певна сила струму якоря:

$$I_a = (U_{\text{ном}} - E) / R_a, \quad (13.37)$$

яка повинна забезпечити обертальний момент M (13.32), відповідний моменту опору M_C на валу з боку механізму.

13.9.3. Властивість саморегулювання ДПС

Під саморегулюванням двигунів розуміють їхню здатність автоматично виробляти обертальний момент M , який дорівнює протидіючому моменту M_C на його валу. Розглянемо, як це відбувається.

Нехай встановилася рівновага моментів (рис. 13.28): обертальний момент двигуна дорівнює моменту опору на валу, тобто $M = M_C$. Тоді двигун працює у сталому режимі: частота його обертання $n_{\text{поч}} = \text{const}$.

І ось момент опору змінився — зріс і став більше обертального моменту: $M < M_C$. При цьому частота обертання n буде зменшуватися, отже зменшиться ЕРС E в обмотці якоря (13.31), а його струм I_a (13.37) зросте. Автоматично збільшиться електромагнітний момент (13.29) і обертальний момент на валу (13.32). Так буде продовжуватись доти, доки знову не зрівняються обертальний момент з моментом опору, але вже на вищому рівні: $M' = M'_C$. Частота

обертання знову стане усталеною, але вже на дещо нижчому рівні: $n_{\text{кін}} < n_{\text{поч}}$. Двигун знову працюватиме у сталому режимі.

Таким чином очевидно, що саморегулювання ДПС відбувається за рахунок автоматичної зміни струму якоря і частоти обертання, зв'язок між якими показує наступна характеристика.

13.9.4. Електромеханічна (швидкісна) характеристика ДПС

Залежність частоти обертання від струму якоря $n(I_a)$ при зміні навантаження на валу ДПС і за умов $U = U_{\text{ном}}$, $I_3 = I_{3 \text{ ном}}$ називається *електромеханічною (швидкісною) характеристикою*. Її формулу отримуємо так: із (13.31) виразимо n і в результат підставимо вираз ЕРС E із (13.30). У підсумку вихідна залежність $n(I_a)$ має вираз:

$$n = \frac{U - I_a R_a}{C_E \Phi} \quad (13.38)$$

і графічний вигляд спадної прямої лінії.

Реальна ж електромеханічна характеристика дещо відрізняється від прямої лінії і має типовий вигляд, зображений на рис. 13.29, а. Тут поряд із точкою номінального режиму «НОМ» позначені точки реального неробочого ходу (НХ) ($n = n_{\text{нх}}$; $I_a = I_{a \text{ нх}}$) й ідеального неробочого ходу (ІНХ) ($n = n_0$; $I_a = 0$).

Відповідно до формули (13.38) вигляд електромеханічної характеристики пояснюється впливом двох факторів: зміною спаду напруги $I_a R_a$, а також зміною потоку Φ через реакцію якоря (потік зменшується при збільшенні струму якоря). Перший фактор явно переважає і характеристика виявляється «спадною».

Можливості регулювання частоти обертання ДПС очевидні з формули (13.38). Керування можна здійснювати за допомогою наступних факторів (див. рис. 13.28): зміною магнітного потоку Φ , що досягається регулюванням струму збудження I_3 ; зміною напруги U , підведеної до обмотки якоря; зміною опору R_p регульовального реостата в колі обмотки якоря, який у формулі (13.38) буде додаватися до R_a . Проте ці можливості регулювання частоти обертання більш конкретно виявляє наступна характеристика ДПС.

13.9.5. Механічна характеристика ДПС

Найважливішою для ДПС є *механічна характеристика* $n(M)$, яка показує залежність частоти обертання якоря від обертового моменту на валу за умови $U = \text{const}$ і $I_3 = \text{const}$. Щоб отримати явний вираз механічної характеристики, приймемо для

спрощення в (13.32) $M = M_{EM}$ і об'єднаємо формули (13.38) і (13.29). Тоді отримаємо формулу механічної характеристики:

$$n = \frac{U}{C_E \Phi} - \frac{R_a}{C_E C_M \Phi^2} M, \quad (13.39)$$

де обертальний момент M вважається незалежною змінною — він повинен встановлюватись автоматично рівним моменту опору на валу, який створюється механізмом, що приводиться до руху.

Для складових формули (13.29) введемо позначення: частота обертання в режимі ідеального неробочого ходу:

$$n_0 = \frac{U}{C_E \Phi}; \quad (13.40)$$

коефіцієнт пропорційності:

$$C = \frac{R_a}{C_E C_M \Phi^2}. \quad (13.41)$$

З урахуванням (13.40) і (13.41) із (13.39) отримуємо вираз механічної характеристики:

$$n = n_0 - CM, \quad (13.42)$$

як прямої лінії, типовий графік якої зображено на рис. 13.29, б. При $M = 0$ пряма починається з точки $n = n_0$, а кут її нахилу α безпосередньо пов'язаний із коефіцієнтом C : $\operatorname{tg} \alpha = C$ або $\alpha = \operatorname{arctg} C$.

На відміну від «теоретичної», реальна механічна характеристика дещо відрізняється від прямої лінії (як і швидкісна характеристика), оскільки магнітний потік дещо змінюється через реакцію якоря.

За умов $U = U_{\text{ном}}$, $I_z = I_{z \text{ ном}}$ і $R_p = 0$ механічна характеристика, виражена формулами (13.39) і (13.42) і зображена на рис. 13.29, б, називається *природною*. У ДПС незалежного збудження при зміні обертального моменту M частота обертання n змінюється відносно мало; така характеристика вважається *жорсткою*.

Якщо у схемі на рис. 13.28 і відповідно у формулі (13.39) прийняти інші значення U , I_z і R_p , тобто застосувати керуючу дію, то отримані залежності $n(M)$ являтимуть собою сім'ю *штучних механічних характеристик*. І якщо за будь-якою з цих характеристик при зміні обертального моменту частота обертання

змінюватиметься значно сильніше, ніж на рис. 13.29, б, то така характеристика буде належати до м'яких характеристик.

Механічна характеристика за суттю виражає потенційні можливості двигуна: він може працювати при таких комбінаціях M і n , яким відповідають певні точки на її графіку. Так, наприклад, якщо на валу двигуна обертальний момент дорівнює номінальному значенню $M_{\text{ном}}$, то і частота обертання матиме значення $n_{\text{ном}}$ (рис. 13.29, б). Якщо ж обертальний момент M відповідатиме іншому значенню моменту опору M_c на валу, то роботу ДПС виражатиме інша точка на механічній характеристиці, що також позначено на рис. 13.29, б.

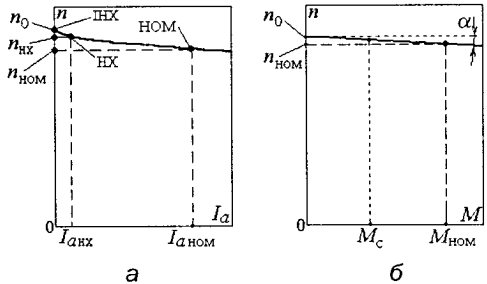


Рис. 13.29. Електромеханічна і механічна характеристики ДПС з незалежним збудженням

13.9.6. Робочі (експлуатаційні) характеристики ДПС

Робочими характеристиками, які вважають ще експлуатаційними характеристиками, називають залежності величин, супутніх роботі ДПС, від корисної потужності P_2 на валу. Остання є механічною потужністю $P_{2д}$ (13.21) і змінюється при зміні механічного навантаження на валу ДПС. При цьому припускається, що підтримуються номінальними напруга на затискачах якоря ($U = U_{\text{ном}}$) і струм збудження ($I_3 = I_{3\text{ном}}$), а також буде відсутнім додатковий опір у колі якоря ($R_p = 0$).

Типові експлуатаційні характеристики ДПС з незалежним збудженням (див. рис. 13.28) наведені на рис. 13.30 в діапазоні зміни навантаження ДПС від неробочого ходу ($P_2 = 0$) до номінального ($P_2 = P_{2\text{ном}}$). Прокоментуємо їх.

1. Графік частоти обертання n починається зі значення n_0 , що відповідає режимові неробочого ходу, а при збільшенні потужності P_2 величина n дещо зменшується, так, як і при збільшенні обертального моменту M на валу (див. рис. 13.29, б).
2. Обертальний момент M відповідно до формули (13.21) прямо пропорційний потужності P_2 , а загин графіка $M(P_2)$

угору пояснюється тим, що у вказаній формулі зі зростанням P_2 величина n дещо зменшується, як це представлено в пункті 1 і на рис. 13.30.

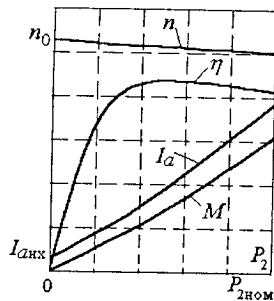


Рис. 13.30. Робочі характеристики ДПС з незалежним збудженням

3. Струм якоря I_a в режимі неробочого ходу має значення $I_{a\text{нх}}$, необхідне для створення електромагнітного моменту, що переборює момент опору ΔM (13.32) від сил тертя. Далі, зі зростанням потужності, струм якоря I_a збільшується майже так само, як і обертальний момент M , що пояснюється сукупністю формул (13.29) і (13.32).
4. Графік ККД $\eta(P_2)$, значення якого завжди менше 1, пояснюється сукупністю формул (13.22)–(13.25). У принципі цей типовий графік схожий і на графік для ККД трансформатора (див. рис. 9.8).

13.9.7. Способи регулювання частоти обертання ДПС

Вираз механічної характеристики (13.39) дає основи керування роботою ДПС. Вони вже зазначені у підрозд. 13.9.4, і далі використаємо їх для пояснення способів регулювання частоти обертання якоря ДПС і, відповідно, частин механізму, що приводиться до руху. Аналізуючи ці способи, розуміємо, що обертальний момент M у (13.39) є незалежною від двигуна змінною. Він виробляється двигуном відповідно до створюваного механізмом моменту опору M_c на валу, що вже розглянуто у підрозд. 13.9.3 як властивість саморегулювання.

Змінюючи далі одну з величин R_p , U , Φ , інші вважаємо незмінними.

1. **Реостатне регулювання частоти обертання** здійснюється за допомогою зміни опору R_p регульовального реостата, який вмикається послідовно в коло обмотки якоря (див. рис. 13.28). При цьому вихідна формула (13.39) механічної характеристики приводиться до вигляду:

$$n = \frac{U}{C_E \Phi} - \frac{R_a + R_p}{C_E C_M \Phi^2} M. \quad (13.43)$$

Очевидно, що якщо опір реостата R_p збільшується, то частота обертання n зменшується, і навпаки.

Зміни механічної характеристики при введенні R_p наведені на рис. 13.31, а. Для порівняння тут вихідною є природна механічна характеристика при $R_p = 0$, яка відповідає рис. 13.29, б. Штучні механічні характеристики, приміром при $R_p = 5R_a$ і $R_p = 10R_a$, починаються з тієї ж точки $n = n_0$, оскільки n_0 (13.40) не залежить від R_p . Але їхній кут нахилу α виявляється пропорційно більшим, тому що тепер коефіцієнт C замість виразу (13.41) для формули (13.43) має вигляд:

$$C = (R_a + R_p) / (C_E C_M \Phi^2) \quad (13.44)$$

і збільшиться порівнян з (13.41) в 6 і 11 разів відповідно.

Припустимо, що регулювання відбувається при $M = M_{\text{НОМ}}$. Тоді на рис. 13.31, а робоча точка 1 переміститься в точку 2, а потім в точку 3 з відповідними зменшеннями частоти обертання. Якщо регулювання відбувається при $M = M_c$, то отримуються відповідні переміщення робочої точки і зміни частоти обертання.

2. Регулювання частоти обертання зміною напруги на якорі можливо, якщо напруга U (див. рис. 13.28) подається від регульовального джерела живлення.

Як впливає із формули (13.39), при зменшенні напруги U частота обертання n зменшується, і навпаки. При цьому маємо на увазі, що регульовальний реостат R_p у схемі на рис. 13.28 відсутній.

Зміни механічної характеристики при зміні напруги U показані на рис. 13.31, б. Для порівняння тут знову вихідною є природна механічна характеристика при $U = U_{\text{НОМ}}$, подана раніше на рис. 13.29. Штучна механічна

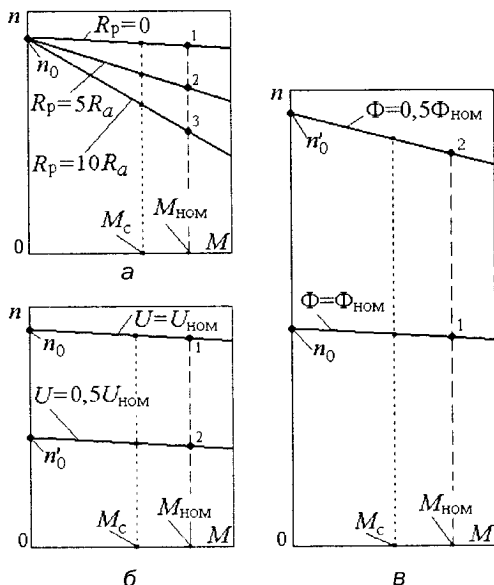


Рис. 13.31. Механічні характеристики ДПС з незалежним збудженням при регулюванні частоти обертання

характеристика, наприклад, при $U = 0,5U_{\text{ном}}$ починається з точки $n'_0 = 0,5n_0$, тому що величина n_0 (13.40) пропорційна U . Кут нахилу α штучної характеристики такий, як і у природній, адже коефіцієнт C (13.41) не залежить від U .

Як і раніше на рис. 13.31, а, на рис. 13.31, б показано переміщення робочих точок, якщо регулювання напругою відбувається при $M = M_{\text{ном}}$ або при $M = M_c$.

3. Полосне регулювання частоти обертання — це регулювання за допомогою зміни магнітного потоку Φ , що створюється головними полюсами. Цей потік, у свою чергу, змінюють за допомогою регулювання струму збудження, змінюючи опір R_{pz} реостата у колі обмотки збудження або змінюючи напругу U_z , що подається на цю обмотку (див. рис. 13.28).

Проаналізуємо, що відбувається при зміні магнітного потоку Φ , за допомогою побудови механічних характеристик на підставі формули (13.39).

За вихідну на рис. 13.31, в взяли вже відому (див. рис. 13.29, б) природну механічну характеристику при $\Phi = \Phi_{\text{ном}}$. Тепер припустимо, що магнітний потік зменшили до $\Phi = 0,5\Phi_{\text{ном}}$. Відповідна штучна механічна характеристика (рис. 13.31, в) починається з точки $n'_0 = 2n_0$, оскільки величина n_0 (13.40) обернено пропорційна Φ . Кут же нахилу α штучної характеристики збільшиться з урахуванням того, що коефіцієнт C (13.40) обернено пропорційний Φ^2 і, отже, збільшиться в 4 рази.

Як і раніше, на рис. 13.31, в показано переміщення робочих точок, якщо регулювання відбувається при $M = M_{\text{ном}}$ чи при $M = M_c$. Очевидно: зі зменшенням струму збудження I_z і магнітного потоку Φ частота обертання n зростає.

Варто додати, що при заданому обертальному моменті зменшення струму збудження I_z і магнітного потоку Φ автоматично веде до зростання струму якоря I_a , що впливає з формули (13.29) і підтверджується властивістю саморегулювання ДПС.

Підсумовуючи способи регулювання, відзначимо наступне.

Реально опір R_p , напругу U та струм збудження I_z можна змінювати плавно і в широких межах, тому і частота обертання може змінюватися плавно і в широкому діапазоні. Але штучні механічні характеристики при введенні R_p виявляються нижчими за природну механічну характеристику, на якій

знаходиться точка $n = n_{\text{ном}}$. Тому розглянутий спосіб регулювання частоти обертання характеризують як «униз від номіналу», як і регулювання за допомогою напруги, бо перевищувати номінальну напругу не дозволяється, зважаючи на можливі серйозні проблеми для ДПС. Проте струм збудження I_f підвищити більше номінального значення проблематично, та і магнітний потік зменшити простіше, ніж збільшити, через насичення феромагнітного магнітопроводу МПС (останнє ілюструє типові характеристики магнітних кіл на рис. 8.30). Тому останній спосіб відповідає регулюванню частоти обертання «вгору від номіналу».

Треба пам'ятати, що надмірне підвищення частоти обертання може призвести до руйнування якоря через зростання відцентрових сил.

13.9.8. Способи електричного гальмування ДПС

Щоб вимкнути ДПС (рис. 13.32, а), необхідно спочатку перемикач Q поставити в положення 0, тим самим вимкнути живлення якорного кола. А потім потрібним вимикачем $Q1$ виключити живлення обмотки збудження (тільки в такому порядку, а не навпаки!). Під дією гальмового моменту M_c з боку механізму, або просто за рахунок сил тертя частота обертання ДПС поступово зведеться до нуля.

У низці механізмів і в транспортних засобах, що рухаються електродвигуном, може бути передбачений не тільки швидкий пуск, але і швидкий зупинник чи зменшення частоти обертання за допомогою гальмування. Гальмування можна здійснювати самою електричною машиною. Для цього двигун переводять або у режим електромагнітного гальма, або у режим генератора.

Розрізняють чотири види гальмування: 1) генераторне рекуперативне гальмування; 2) режим електромагнітного гальма; 3) гальмування противімкненням; 4) генераторне динамічне гальмування. В усіх цих випадках, як і в двигунному режимі, коло обмотки збудження повинно бути замкненим, тобто наявність магнітного потоку збудження обов'язкова.

Працюючи у двигунному режимі, коли перемикач Q знаходиться в положенні 1 (рис. 13.32, а), МПС може сама перейти в перші два види гальмування залежно від величини і напрямку обертального моменту M_c на валу, який діє з боку механізму.

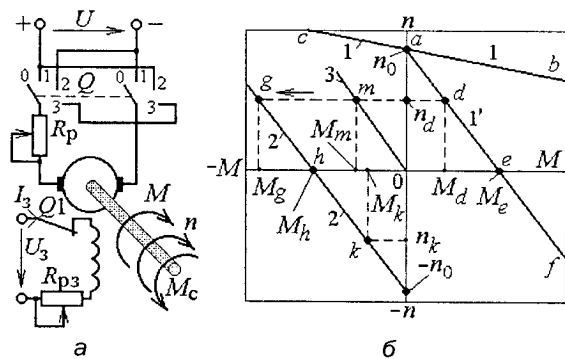


Рис. 13.32. Схема комутації ДПС і відповідні механічні характеристики

Якщо обертальний момент з боку механізму M_C змінить на пряминок (наприклад, транспортний засіб пішов під уклін), то спочатку момент двигуна M і момент з боку механізму M_C будуть діяти узгоджено, що приведе до зростання частоти обертання n . Робоча точка на механічній характеристиці 1 пройде точку n_0 і перейде на ділянку ac . При цьому в якірному колі ЕРС (13.31) зросте до рівня, коли $E > U$. Тоді, відповідно до (13.30) і (13.37), струм якоря змінить свій напрямок, також змінить свій напрямок і стане гальмувальним електромагнітний момент (13.29). МПС з двигунного режиму перейшла у **режим генераторного рекуперативного гальмування** з віддачею (рекуперацією) енергії до мережі. Це застосовується, приміром, при гальмуванні електропоїзда, що йде під уклін. Співвідношення напрямків електричних і механічних величин зображено на рис. 13.33, а.

Для наступного виду гальмування припустимо, що двигун працював у точці d на механічній характеристиці 1' (рис. 13.32, б), що відрізняється від попередньої через ввімкнення у коло якоря реостата з регульовальним опором R_p . Якщо протидіючий момент продовжує зростати, то робоча точка перейде на ділянку ef , де напрямок обертання зміниться на протилежний (рис. 13.33, б). Тепер МПС переходить у **режим електромагнітного гальма**, тобто рушійним є момент M_C з боку механізму, а момент МПС стає гальмовим. Таке можливо, наприклад, у приводі підйомного крана при опусканні вантажу.

Припустимо, що МПС перебуває у двигунному режимі і обертальний M та протидіючий M_C моменти спрямовані так, як було показано на рис. 13.28 і 13.32, а. Цьому режиму відповідає ділянка ab на механічній характеристиці 1 (рис. 13.32, б).

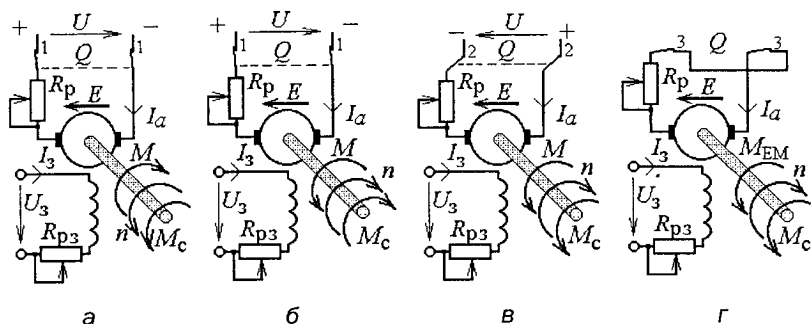


Рис.13.33. Варіанти гальмування ДПС

Аналізуючи **режим противвімкнення**, знову припустимо, що робота ДПС відповідає точці d (рис. 13.32, б) на механічній характеристиці $1'$. Перемикач Q (рис. 13.32, а) із положення 1 переводиться в положення 2, і на затискачах якоря напруга U змінює свою полярність. Вона тепер діє узгоджено з ЕРС, і напрямком струму в колі якоря зміниться на зворотний (збігається з напрямком ЕРС і напругою). Щоб уникнути надмірно великих струмів (13.37), у колі якоря повинен міститися реостат зі спеціально розрахованим опором R_p .

Зі зміною напрямку струму зміниться знак електромагнітного моменту (13.29). І із точки d робоча точка переходить в точку g на механічній характеристиці 2 (див. рис. 13.32, б), оскільки вихідна частота обертання n_d миттєво змінитися не може через інерційність обертючих частин МПС і механізму. При зміні полярності напруги U ДПС відповідає механічна характеристика 2, яка симетрична характеристиці $1'$.

Виникає ситуація, що подана на рис. 13.33, в. Тепер в точці g (див. рис. 13.32, б) машинний M_{EM} і протидіючий M_C моменти спрямовані проти руху — обидва є гальмовими і МПС швидко сповільнює хід. Робоча точка із g переміщується по характеристиці 2 в точку h .

Якщо в цю мить МПС вимкнути (перемикач Q на рис. 13.32, а, перевести в положення 0), то якір МПС стане нерухомим. Якщо ні, то якір почне обертатися в протилежному напрямку. Так здійснюється **реверс** машини. Робоча точка займе положення k на

механічній характеристиці 2 (рис. 13.32, б), відповідне значенню M_k обертального моменту опору з боку механізму.

При генераторному динамічному гальмуванні перемикач Q (рис. 13.32, а) із положення 1 переводиться в положення 3. Як ір, що обертається, відключається від мережі, і він виявляється замкненим на реостат з опором R_p . Ситуацію, що виникла, ілюструє рис. 13.33, г, а на рис. 13.32, б МПС переходить із точки d в точку t на механічній характеристиці 3. МПС опиняється в звичному генераторному режимі, який вже був поданий на рис. 13.25. Генераторний електромагнітний момент, що виникає, а також сили тертя гальмують обертання якоря, зменшуючись разом із частотою обертання. У підсумку по механічній характеристиці 3 (рис. 13.32, б) МПС «сходить» у точку 0, і її як ір зупиняється.

13.10. Особливості ДПС з іншими схемами збудження

ДПС з послідовним збудженням має значні відмінності від ДПС з незалежним збудженням. Схема вмикання першого відповідає рис. 13.23, б і зображена також на рис. 13.34, а з додаванням у коло обмотки якоря, яке тут є і колом обмотки збудження, регульовального реостата з опором R_p .

Рівняння, що описують роботу двигуна з послідовним збудженням, залишаються тими ж (13.29)–(13.32), але треба враховувати, що магнітний потік Φ змінюється разом зі зміною струму якоря I_a . Тому величина Φ , як і струм I_a , залежить від навантаження ДПС на його валу.

Механічна характеристика $n(M)$ також описується відомою формулою (13.39), але її вигляд відрізняється від представлено-

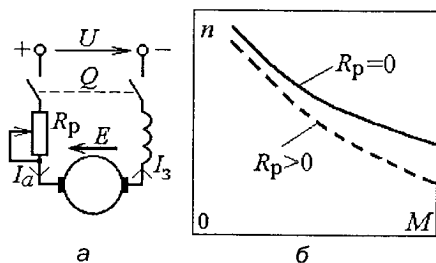


Рис. 13.34. Схема ДПС з послідовним збудженням і його механічні характеристики

го на рис. 13.29, б, 13.31 для ДПС з незалежним збудженням. Типовий вигляд природної (при $R_p = 0$) і штучної (при $R_p > 0$) механічних характеристик для ДПС з послідовним збудженням зображений на рис. 13.34, б. Ці характеристики відносять до м'яких, на відміну від жорсткої характеристики

(див. рис. 13.29, б). Досить помітна зміна частоти обертання n на рис. 13.34, б при збільшенні обертального моменту M пояснюється тим, що при цьому в формулі (13.39) відповідно зростає магнітний потік Φ . Розрахунок механічних характеристик ДПС з послідовним збудженням подано далі в числовому прикладі.

Завдяки особливостям механічних характеристик ДПС з послідовним збудженням (рис. 13.34, б) його використовують як тяговий двигун на транспорті і в кранових установках, де важливим є великий пусковий момент при малих частотах обертання.

Способи пуску і регулювання частоти обертання відповідають принципам, розглянутим у підрозділах 13.9.2 і 13.9.7. Тобто тут використовуються регулювання реостатне і регулювання зміною напруги на затискачах двигуна, а також зміною потоку збудження.

Зміна опору реостата R_p в колі якоря (рис. 13.34, а) фактично і приводить до зміни напруги U на затискачах якоря. Тому зменшення напруги U , так само, як і збільшення опору реостата R_p , приводить до зменшення частоти обертання якоря ДПС (і навпаки).

Регулювання частоти обертання «вгору» зміною потоку полюсів здійснюється шунтуванням обмотки збудження (рис. 13.35, а), регулювання «униз» — шунтуванням якоря (рис. 13.35, б). Можлива також зміна кількості витків обмотки збудження, якщо є виходи із її проміжних частин.

На закінчення зауважимо, що робочі властивості і механічні характеристики ДПС з паралельним збудженням (див. рис. 13.23, в) близькі до аналогічних властивостей і характеристик ДПС з незалежним збудженням, що буде далі представлено в числових прикладах. Робочі властивості і механічні характеристики ДПС зі змішаним збудженням (рис. 13.23, г) є чимось середнім між аналогічними ДПС з паралельним і послідовним збудженням. Хоча в обох випадках виникають свої характерні особливості.

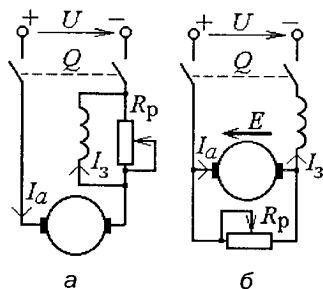


Рис. 13.35. Схеми ДПС послідовного збудження з регулюванням магнітного потоку

13.11. Приклади розрахунку параметрів і характеристик ДПС

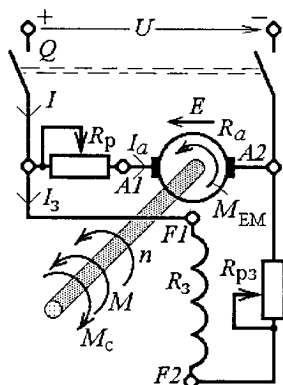
13.11.1. Параметри і характеристики ДПС з паралельним і незалежним збудженням

Приклад 13.1. ДПС з паралельним збудженням (рис. 13.36) має номінальні дані: потужність $P_{2\text{ном}} = 90$ кВт; напруга $U_{\text{ном}} = 220$ В; частота обертання $n_{\text{ном}} = 1060$ об/хв; ККД $\eta_{\text{ном}} = 0,892$. Опір якорного кола $R_a = 0,03$ Ом; опір обмотки збудження $R_3 = 25,6$ Ом.

Визначимо на основі заданих величин наступні параметри ДПС для номінального режиму його роботи:

Потужність і струм, що споживаються з мережі:

$$P_{1\text{ном}} = \frac{P_{2\text{ном}}}{\eta_{\text{ном}}} = \frac{90}{0,892} = 100,9 \text{ кВт}; \quad I_{\text{ном}} = \frac{P_{1\text{ном}}}{U_{\text{ном}}} = \frac{100,9 \cdot 10^3}{220} = 458,6 \text{ А.}$$



Струми обмотки збудження і якоря:

$$I_{3\text{ном}} = \frac{U_{\text{ном}}}{R_3} = \frac{220}{25,6} = 8,6 \text{ А};$$

$$I_{a\text{ном}} = I_{\text{ном}} - I_{3\text{ном}} = 458,6 - 8,6 = 450 \text{ А.}$$

Сумарні втрати потужності в ДПС:

$$\Delta P_{\text{ном}} = P_{1\text{ном}} - P_{2\text{ном}} = 100,9 - 90 = 10,9 \text{ кВт.}$$

ЕРС якоря:

$$E_{\text{ном}} = U_{\text{ном}} - I_{a\text{ном}} R_a = 220 - 450 \cdot 0,03 = 206,5 \text{ В.}$$

Електромагнітна потужність:

$$P_{\text{ЕМном}} = E_{\text{ном}} I_{a\text{ном}} = 206,5 \cdot 450 = 92925 \text{ Вт.}$$

Обертальні електромагнітний і корисний моменти та втрата обертального моменту в двигуні:

$$M_{\text{ЕМном}} = 9,55 \cdot \frac{P_{\text{ЕМном}}}{n_{\text{ном}}} = 9,55 \cdot \frac{92925}{1060} = 837,2 \text{ Н} \cdot \text{м};$$

$$M_{\text{ном}} = 9,55 \cdot \frac{P_{2\text{ном}}}{n_{\text{ном}}} = 9,55 \cdot \frac{90 \cdot 10^3}{1060} = 810,8 \text{ Н} \cdot \text{м.}$$

Рис. 13.36. Схема ДПС з паралельним збудженням

$$\Delta M = M_{E_{M_{\text{ном}}}} - M_{\text{ном}} = 26,4 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Приклад 13.2. ДПС з незалежним збудженням (див. рис. 13.28) має номінальні напругу $U_{\text{ном}} = 440 \text{ В}$ і струм якоря $I_{a \text{ ном}} = 200 \text{ А}$; опір електричного кола його якоря $R_a = 0,15 \text{ Ом}$.

Визначимо опір регулювального реостата R_p у колі якоря, необхідний для обмеження пускового струму якоря до $I_{a \text{ пуск}} = 2,2I_{a \text{ ном}}$, якщо двигун вмикається відразу на номінальну напругу $U_{\text{ном}}$, а також **знайдемо** вихідне значення напруги живлення $U_{\text{пуск}}$, щоб пусковий струм якоря $I_{a \text{ пуск}}$ не перевищував значення $I_{a \text{ пуск}} = 2,5I_{a \text{ ном}}$ у разі відсутності регулювального реостата.

Розрахунок. При *реостатному* пуску з вихідною напругою $U_{\text{ном}}$ струм якоря $I_{a \text{ пуск}} = \frac{U_{\text{ном}}}{R_a + R_p} = 2,2I_{a \text{ ном}}$. Звідси необхідний опір регулювального реостата $R_p = \frac{U_{\text{ном}}}{2,2I_{a \text{ ном}}} - R_a = \frac{440}{2,2 \cdot 200} - 0,15 = 0,85 \text{ Ом}$.

При *безреостатному* пуску з *пониженою напругою* $U_{\text{пуск}}$ пусковий струм $I_{a \text{ пуск}} = \frac{U_{\text{пуск}}}{R_a} = 2,5I_{a \text{ ном}}$. Звідси пускове значення напруги $U_{\text{пуск}} = 2,5 \cdot I_{a \text{ ном}} \cdot R_a = 2,5 \cdot 200 \cdot 0,15 = 75 \text{ В}$.

Приклад 13.3. ДПС з паралельним збудженням (див. рис. 13.36) має номінальні дані: напруга $U_{\text{ном}} = 220 \text{ В}$; струм якоря $I_{a \text{ ном}} = 130 \text{ А}$; частота обертання $n_{\text{ном}} = 1000 \text{ об/хв}$. Опір електричного кола якоря $R_a = 0,1 \text{ Ом}$.

Треба побудувати механічні характеристики $n(M)$ при номінальній напрузі $U_{\text{ном}}$: а) природну; б) штучну при вмиканні в коло якоря регулювального реостата з опором $R_p = 1 \text{ Ом}$, а також **визначити** частоту обертання якоря n при обертальному моменті $M = 0,5M_{\text{ном}}$ ($M_{\text{ном}}$ — його номінальне значення).

Розрахунок. На основі формул (13.29) і (13.31) в ДПС електромагнітний момент M_{EM} і ЕРС якоря E , а також їхні значення в номінальному режимі:

$$M_{EM} = C_M \Phi I_a; \quad E = C_E \Phi n; \quad (13.45)$$

$$M_{EM \text{ ном}} = C_M \Phi_{\text{ном}} I_{a \text{ ном}}; \quad E_{\text{ном}} = C_E \Phi_{\text{ном}} n_{\text{ном}}. \quad (13.46)$$

Із формул (13.45) і (13.46) складемо пропорції:

$$\frac{M_{EM}}{M_{EMНОМ}} = \frac{\Phi I_a}{\Phi_{НОМ} I_{aНОМ}}; \quad \frac{E}{E_{НОМ}} = \frac{\Phi n}{\Phi_{НОМ} n_{НОМ}} \quad (13.47)$$

і виражаємо струм обмотки якоря і частоту обертання якоря:

$$I_a = I_{aНОМ} \frac{M_{EM}}{M_{EMНОМ}} \cdot \frac{\Phi_{НОМ}}{\Phi}; \quad n = n_{НОМ} \frac{E}{E_{НОМ}} \cdot \frac{\Phi_{НОМ}}{\Phi}. \quad (13.48)$$

У ДПС із паралельним збудженням при незмінному значенні напруги живлення U магнітний потік Φ можна вважати незмінним навіть при зміні навантаження на валу, якщо реакцію якоря знехтувати. Тому при $U = U_{НОМ}$ буде $\Phi \approx \Phi_{НОМ}$ і формули (13.48) спрощуться до:

$$I_a = I_{aНОМ} \frac{M_{EM}}{M_{EMНОМ}}; \quad n = n_{НОМ} \frac{E}{E_{НОМ}}. \quad (13.49)$$

Із формули (13.30) ЕРС можна ще визначити таким чином:

$$E = U - I_a R_a. \quad (13.50)$$

Вираз струму із (13.49) підставляємо в (13.50) і маємо при $U = U_{НОМ}$:

$$E = U_{НОМ} - I_{aНОМ} R_a \frac{M_{EM}}{M_{EMНОМ}}. \quad (13.51)$$

Підставляючи в другу формулу (13.49) цей вираз E , маємо базову формулу для розрахунку частоти обертання при номінальній напрузі:

$$n = n_{НОМ} \frac{U_{НОМ}}{E_{НОМ}} - \frac{I_{aНОМ} n_{НОМ} R_a}{E_{НОМ} M_{EMНОМ}} \cdot M_{EM}. \quad (13.52)$$

Для чисельного подання цього виразу стосовно конкретного ДПС з заданими параметрами додатково визначаються:

номінальна ЕРС:

$$E_{НОМ} = U_{НОМ} - I_{aНОМ} R_a = 220 - 130 \cdot 0,1 = 207 \text{ В};$$

номінальні електромагнітна потужність і електромагнітний момент:

$$P_{EMНОМ} = E_{НОМ} I_{aНОМ} = 207 \cdot 130 = 26910 \text{ Вт};$$

$$M_{EMНОМ} = 9,55 \cdot \frac{P_{EMНОМ}}{n_{НОМ}} = 9,55 \cdot \frac{26910}{1000} = 257 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Тепер у формулі (13.52) визначимо її складові елементи: частота обертання якоря при ідеальному неробочому ході, тобто при $M_{EM} = 0$:

$$n_0 = n_{НОМ} \cdot \frac{U_{НОМ}}{E_{НОМ}} = 1000 \cdot \frac{220}{207} = 1063 \text{ об/хв}; \quad (13.53)$$

стала двигуна:

$$C = \frac{I_{aНОМ} n_{НОМ} R_a}{E_{НОМ} M_{EMНОМ}} = \frac{130 \cdot 1000 \cdot 0,1}{207 \cdot 257} = 0,2444 \frac{\text{об}}{\text{хв} \cdot \text{Н} \cdot \text{м}}. \quad (13.54)$$

Ці значення n_0 і C фактично відповідають (13.40) і (13.41), з їхнім урахуванням замість розгорнутої формули (13.52) отримусмо за аналогією з (13.42) розрахункову формулу частоти обертання якоря:

$$n = n_0 - C M_{EM}. \quad (13.55)$$

Механічна характеристика двигуна $n(M)$ — це залежність частоти обертання від обертового моменту на валу. Щоб її отримати, в формулі (13.35) знехтують відносно малою величиною ΔM і вважають, що $M \approx M_{EM}$.

У підсумку розрахунки і побудови механічних характеристик проводяться за приблизною формулою

$$n = n_0 - C \cdot M. \quad (13.56)$$

Природна механічна характеристика — це залежність $n(M)$ при $U = U_{НОМ}$ і $R_p = 0$. Її графік є прямою лінією, яку можна побудувати за двома точками: a з координатами ($M = 0$; $n = n_0 = 1063$ об/хв) і b з координатами ($M = M_{НОМ} \approx M_{EMНОМ} = 257$ Н·м; $n = n_0 - C \cdot M = 1063 - 0,2444 \cdot 257 = 1000$ об/хв) (рис. 13.37). При $M = M_{НОМ}$, як і передбачалося, отримали $n = n_{НОМ} = 1000$ об/хв.

Штучна механічна характеристика $n(M)$ при вмиканні регулювального реостата з опором $R_p = 1$ Ом і при збереженні $U = U_{НОМ}$ визначається тією ж формулою (13.56), але в ній змінюється значення C . А саме, вираз (13.54) змінюємо, як і (13.41) на (13.44), і маємо

$$C = \frac{I_{aНОМ} n_{НОМ} (R_a + R_p)}{E_{НОМ} \cdot M_{EMНОМ}} = \frac{130 \cdot 1000 \cdot (0,1 + 1)}{207 \cdot 257} = 2,688 \frac{\text{об}}{\text{хв} \cdot \text{Н} \cdot \text{м}}. \quad (13.57)$$

Штучна механічна характеристика при $R_p = 1 \text{ Ом}$ також є прямою лінією (рис. 13.37), яка знову будується за двома точками. Ви-

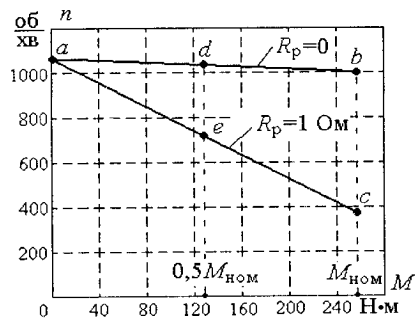


Рис. 13.37. Механічні характеристики ДПС

з паралельним збудженням

при $R_p = 0$ $n_d = 1063 - 0,2444 \cdot 128,5 \approx 1032 \text{ об/хв}$; при $R_p = 1 \text{ Ом}$ $n_e = 1063 - 2,688 \cdot 128,5 \approx 718 \text{ об/хв}$.

Такі ж результати отримуються графічно за механічними характеристиками на рис. 13.37 шляхом знаходження точок d і e при $M = 0,5M_{\text{ном}}$.

13.11.2. Параметри і характеристики двигуна постійного струму з послідовним збудженням

Приклад 13.4. ДПС з послідовним збудженням (див. рис. 13.34, а) має номінальні дані: потужність $P_{2\text{ном}} = 12 \text{ кВт}$; напруга $U_{\text{ном}} = 220 \text{ В}$; частота обертання $n_{\text{ном}} = 600 \text{ об/хв}$; ККД $\eta_{\text{ном}} = 0,83$. Опір якорного кола з урахуванням обмотки збудження становить $R_a = 0,5 \text{ Ом}$.

Визначимо на цій основі для номінального режиму роботи: потужність і струм, які двигун споживає з мережі:

$$P_{1\text{ном}} = \frac{P_{2\text{ном}}}{\eta_{\text{ном}}} = \frac{12}{0,83} = 14,46 \text{ кВт}; \quad I_{\text{ном}} = \frac{P_{1\text{ном}}}{U_{\text{ном}}} = \frac{14,46 \cdot 10^3}{220} = 65,7 \text{ А};$$

струм якоря:

$$I_{a\text{ном}} = I_{\text{ном}} = 65,7 \text{ А};$$

сумарні втрати потужності в двигуні:

$$\Delta P_{\text{ном}} = P_{1\text{ном}} - P_{2\text{ном}} = 14,46 - 12 = 2,46 \text{ кВт};$$

ЕРС якоря:

$$E_{\text{НОМ}} = U_{\text{НОМ}} - I_{\text{а НОМ}} R_{\text{а}} = 220 - 65,7 \cdot 0,2 \approx 207 \text{ В};$$

електромагнітна потужність:

$$P_{\text{ЕМНОМ}} = E_{\text{НОМ}} I_{\text{а НОМ}} = 207 \cdot 65,7 = 13600 \text{ Вт};$$

обертальні електромагнітний і корисний моменти:

$$M_{\text{ЕМНОМ}} = 9,55 \cdot \frac{P_{\text{ЕМНОМ}}}{n_{\text{НОМ}}} = 9,55 \cdot \frac{13600}{600} = 216,5 \text{ Н} \cdot \text{м};$$

$$M_{\text{НОМ}} = 9,55 \cdot \frac{P_{2\text{НОМ}}}{n_{\text{НОМ}}} = 9,55 \cdot \frac{12 \cdot 10^3}{600} = 191 \text{ Н} \cdot \text{м};$$

втрату обертального моменту в двигуні:

$$\Delta M = M_{\text{ЕМНОМ}} - M_{\text{НОМ}} = 25,5 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Приклад 13.5. ДПС із послідовним збудженням (див. рис. 13.34, а) має номінальні дані: напруга $U_{\text{НОМ}} = 110 \text{ В}$; струм $I_{\text{НОМ}} = 100 \text{ А}$; частота обертання $n_{\text{НОМ}} = 750 \text{ об/хв}$. Опір якорного кола з урахуванням обмотки збудження становить $R_{\text{а}} = 0,2 \text{ Ом}$. Характеристика намагнічування ДПС $\Phi(I)$ у відносних одиницях $k_{\Phi}(k_I)$ зображена на рис. 13.38, де $k_I = I / I_{\text{НОМ}}$ — кратність струму збудження (він водночас є і струмом якоря); $k_{\Phi} = \Phi / \Phi_{\text{НОМ}}$ — кратність магнітного потоку збудження ($I_{\text{НОМ}}$, $\Phi_{\text{НОМ}}$ — номінальні значення відповідних величин).

Необхідно побудувати механічні характеристики $n(M)$ ДПС при $U_{\text{НОМ}}$: а) природну; б) штучну при вмиканні в коло якоря регулювального реостата з опором $R_{\text{р}} = 0,2 \text{ Ом}$.

Визначити частоту обертання якоря двигуна при зниженні обертального моменту M на 50 %, а також при збільшенні його на 20 % від номінального значення $M_{\text{НОМ}}$. Це слід зробити як для випадку відсутності регулювального реостата, так і при

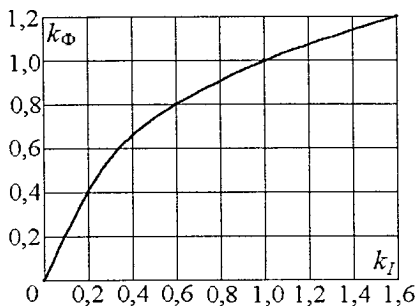


Рис. 13.38. Магнітна характеристика ДПС

його наявності, використовуючи побудовані природну і штучну механічні характеристики.

Визначити частоту обертання якоря при номінальному обертальному моменті $M_{\text{ном}}$, але якщо напруга живлення двигуна знизилася на 20 % від номінального значення $U_{\text{ном}}$ і при цьому $R_p = 0$.

Розрахунок. Для побудови механічних характеристик $n(M)$ ДПС з послідовним збудженням не можна безпосередньо скористатися формулою (13.52), яка була отримана для ДПС з паралельним збудженням (див. приклад 13.3). Річ у тому, що тепер у ДПС з послідовним збудженням магнітний потік збудження Φ залежить від струму якоря I_a , як показано на рис. 13.38 у відносних одиницях $k_\Phi(k_I)$, і змінюється разом з ним ($I_a = I = I_3$), де I, I_3 — струм, що споживається двигуном із мережі, і струм обмотки збудження відповідно.

Тому вихідною в даному випадку буде формула (13.38), а саме:

$$n = \frac{U - R_a I_a}{C_E \Phi}. \quad (13.58)$$

Для цієї формули виразимо струм якоря і магнітний потік з використанням відносних значень k_I і k_Φ :

$$I_a = k_I I_{a\text{ном}}; \quad \Phi = k_\Phi \Phi_{\text{ном}}. \quad (13.59)$$

Підставимо це в формулу (13.58) і тоді

$$n = \frac{U - k_I I_{a\text{ном}} R_a}{C_E k_\Phi \Phi_{\text{ном}}}. \quad (13.60)$$

У номінальному режимі ЕРС якоря $E_{\text{ном}} = C_E n_{\text{ном}} \Phi_{\text{ном}}$, звідси $\Phi_{\text{ном}} = \frac{E_{\text{ном}}}{C_E n_{\text{ном}}}$, а з урахуванням цього із (13.60) отримуємо формулу для розрахунку частоти обертання якоря:

$$n = n_{\text{ном}} \frac{U - k_I I_{a\text{ном}} R_a}{k_\Phi E_{\text{ном}}}. \quad (13.61)$$

Окрім того, на основі формули обертального моменту $M \approx M_{\text{ЕМ}} = C_M \Phi I_a$ з урахуванням (13.59) маємо $M = C_M k_\Phi k_I \Phi_{\text{ном}} I_{a\text{ном}}$.

Оскільки $M_{\text{ном}} = C_M \Phi_{\text{ном}} I_{a\text{ном}}$, то формула для розрахунку обертального моменту:

$$M = k_I k_\Phi M_{\text{ном}}. \quad (13.62)$$

Для побудови механічних характеристик знайдемо такі дані: номінальну ЕРС обмотки якоря:

$$E_{\text{ном}} = U_{\text{ном}} - I_{a\text{ном}} R_a = 110 - 100 \cdot 0,2 = 90 \text{ В};$$

номінальну електромагнітну потужність:

$$P_{\text{ЕМном}} = E_{\text{ном}} I_{\text{ном}} = 90 \cdot 100 = 9000 \text{ Вт};$$

номінальний обертальний момент приймаємо приблизно рівним номінальному електромагнітному моменту:

$$M_{\text{ном}} \approx M_{\text{ЕМном}} = 9,55 \cdot \frac{P_{\text{ЕМном}}}{n_{\text{ном}}} = 9,55 \cdot \frac{9000}{750} = 114,6 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Для побудови природної механічної характеристики $n(M)$ скористаємося формулою (13.61), яка при номінальній напрузі $U = U_{\text{ном}}$ має вигляд:

$$n = n_{\text{ном}} \cdot \frac{U_{\text{ном}} - k_I I_{a\text{ном}} R_a}{k_\Phi E_{\text{ном}}}, \quad (13.63)$$

а також формулою (13.62) і ще кривою намагнічування у відносних одиницях, яка зображена на рис. 13.38.

За заданими значеннями k_I визначаємо k_Φ за рис. 13.38, а потім і величини M і n за формулами (13.62) і (13.63). Дані всіх розрахунків зводимо до табл. 13.1. За результатами розрахунку на рис. 13.39 зображена природна механічна характеристика при $R_p = 0$.

Таблиця 13.1. Дані розрахунку

k_I	0,4	0,6	0,8	1,0	1,2
k_Φ	0,65	0,8	0,91	1,0	1,08
$M, \text{Н} \cdot \text{м}$	29,8	55,0	83,4	114,6	148,5
$n, \text{об/хв при}$ $R_p = 0$	1308	1021	861	750	664
$n, \text{об/хв при}$ $R_p = 0,2 \text{ Ом}$	1205	896	714	583	478

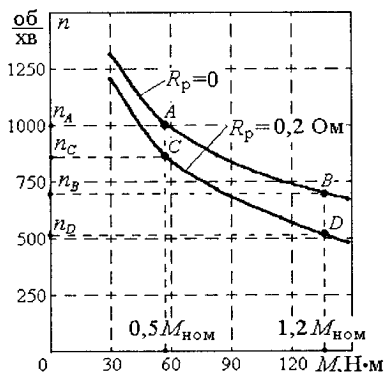


Рис. 13.39. Механічні характеристики ДПС з послідовним збудженням

Для побудови штучної механічної характеристики $n(M)$ знову при $U_{\text{ном}}$, але з додатковим опором у колі якоря $R_p = 0,2$ Ом із формули (13.63) отримуємо модифіковану формулу

$$n = n_{\text{ном}} \cdot \frac{U_{\text{ном}} - k_I I_{a \text{ ном}} (R_a + R_p)}{k_{\Phi} E_{\text{ном}}} \quad (13.64)$$

Інше залишається, як і в попередньому випадку. А саме, за заданими значеннями k_I визначаємо k_{Φ} за рис. 13.38, а потім і величини M і n за формулами (13.62) і (13.64). Усі результати розрахунків зводимо в ту ж табл.13.1 і за ними на рис. 13.39 зображена штучна механічна характеристика при $R_p = 0,2$ Ом.

Користуючись природною механічною характеристикою, визначаємо частоти обертання якоря: при $M = 0,5 \cdot M_{\text{ном}} = 57,3$ Н·м — $n_A = 1000$ об/хв (точка А), при $M = 1,2 \cdot M_{\text{ном}} = 137,5$ Н·м — $n_B = 685$ об/хв (точка В).

Користуючись штучною механічною характеристикою, визначаємо частоти обертання якоря: при $M = 0,5 \cdot M_{\text{ном}} = 57,3$ Н·м — $n_C = 875$ об/хв (точка С), при $M = 1,2 \cdot M_{\text{ном}} = 137,5$ Н·м — $n_D = 510$ об/хв (точка D).

При зниженні напруги живлення на 20 % від його номінальним значенням частота обертання якоря при $M_{\text{ном}}$ і $R_p = 0$ визначається таким чином. Щоб за формулою (13.62) отримати $M = M_{\text{ном}}$, потрібно взяти $k_I = 1$; $k_{\Phi} = 1$. Тоді, за формулою (13.61), з урахуванням, що $U = 0,8 \cdot U_{\text{ном}}$, маємо:

$$n = n_{\text{ном}} \frac{0,8U_{\text{ном}} - I_{a \text{ ном}} R_a}{E_{\text{ном}}} = 750 \frac{0,8 \cdot 110 - 100 \cdot 0,2}{90} = 567 \text{ об/хв.}$$

Запитання для самоконтролю

1. Як побудована машина постійного струму? Поясніть призначення основних її елементів.

2. Якими способами можна подати структуру обмотки якоря МПС?
3. Як створюється ЕРС в обмотці якоря машини постійного струму і якою загальною формулою визначається ця ЕРС?
4. Як створюється електромагнітний момент машини постійного струму і якою загальною формулою визначається цей момент?
5. Поясніть принцип дії генератора постійного струму.
6. Поясніть принцип дії двигуна постійного струму.
7. Запишіть формули рівноваги ЕРС та напруг для якірної кола генератора постійного струму, двигуна постійного струму.
8. Як визначаються корисна та витрачена потужності МПС у генераторному та двигунному режимах?
9. Які втрати потужності виникають у машинах постійного струму?
10. Які способи збудження застосовують у МПС?
11. За якими основними характеристиками подаються властивості ГПС з незалежним збудженням? Поясніть їхній характер.
12. Як здійснюється самозбудження ГПС з паралельним збудженням?
13. У чому полягає проблема пуску ДПС і якими способами вирішується ця проблема?
14. У чому полягає властивість саморегулювання ДПС?
15. Зобразіть та поясніть характер природних механічних характеристик ДПС незалежного збудження і паралельного збудження.
16. Як змінюються механічні характеристики ДПС при:
 - а) зміні напруги живлення;
 - б) включенні реостата у коло якоря;
 - в) зміні струму збудження?
17. Як регулюється частота обертання ДПС?
18. Які способи електричного гальмування ДПС Ви знаєте і в чому їхня сутність?
19. Порівняйте природні механічні характеристики ДПС незалежного та послідовного збудження. Чому вони відрізняються?
20. Як можна керувати частотою обертання ДПС послідовного збудження?
21. Де застосовують МПС, які переваги та недоліки вони мають?

14. ТРИФАЗНІ АСИНХРОННІ ДВИГУНИ

14.1. Загальні поняття

Асинхронна електрична машина винайдена М. О. Доліво-Добровольським у 1889 р. Машини цього типу належать до машин змінного струму. У них при роботі збуджується обертове магнітне поле (див. підрозд. 12.4), яке приводить до руху ротор, але останній обертається асинхронно, тобто з кутовою швидкістю, що відрізняється від кутової швидкості обертання поля.

Асинхронні електричні машини застосовуються головним чином для перетворення електричної енергії в механічну, тобто як двигуни, хоча можуть працювати також у режимі генератора, перетворювача частоти, електромагнітного гальма і в інших режимах. В електроприводі промислових установок найбільшого розповсюдження набули *трифазні асинхронні двигуни* (ТАД).

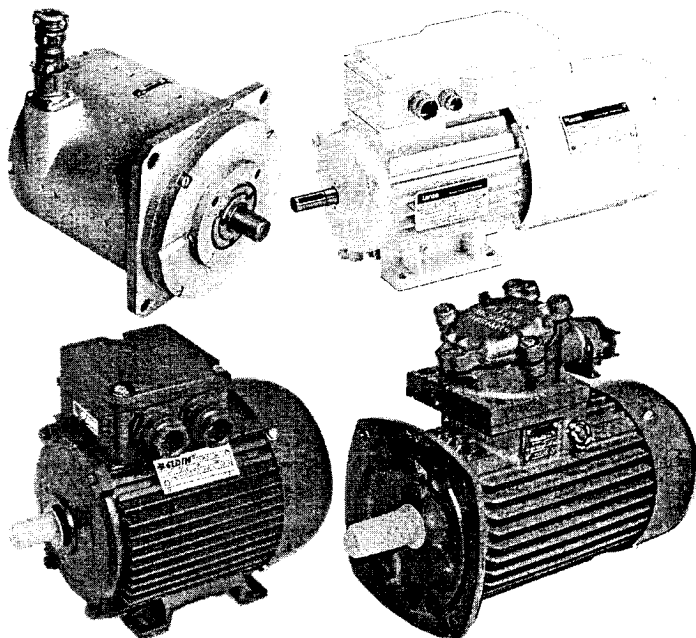


Рис. 14.1. Трифазні асинхронні двигуни малої та середньої потужності

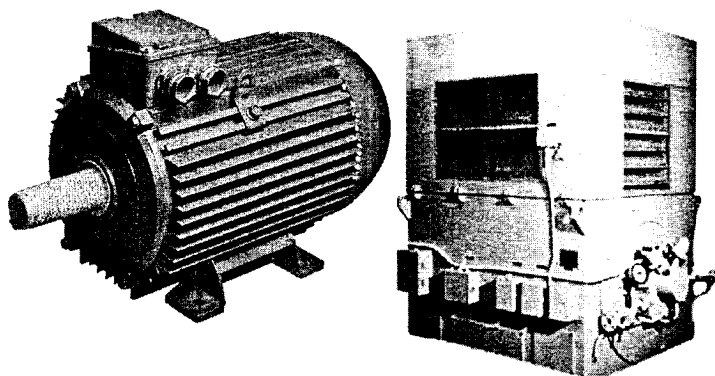


Рис. 14.2. Трифазні асинхронні двигуни великої потужності

Варіанти зовнішнього вигляду ТАД малої і середньої потужності подано на рис. 12.1, б, і рис. 14.1, двигуни більш великої потужності — на рис. 14.2.

Причини винятково широкого розповсюдження ТАД (а разом з ними і трифазної системи змінного струму) — простота їхньої будови та відносно мала собівартість виробництва. У таких машинах відсутні електричні та механічні частини, які легко пошкоджуються або швидко зношуються.

ТАД — це машини масового виготовлення і застосування. Вони можуть бути створені на номінальні потужності від частки ватту до десятків тисяч кіловатт. ТАД загальнопромислового призначення об'єднані в серії А2 і АО2 (потужність 0,6..100 кВт), 4А (0,06..400 кВт). Існує також низка спеціалізованих серій, наприклад, вибухозахищені, кранометалургійні ТАД. Відомі також ТАД серії АІР, які мають показники, більш наближені до міжнародних стандартів, ніж у ТАД серії 4А. Зараз ТАД продовжують свій розвиток у межах серії 5А та інших спеціалізованих виконань.

Одно- і двофазні асинхронні мікродвигуни виконуються переважно потужністю до 500 Вт. Такі двигуни малої потужності використовують в установках автоматичного керування, приладобудування, в електрифікованому інструменті, побутових приладах та ін.

14.2. Будова трифазного асинхронного двигуна

Конструкцію ТАД розглянемо на рис. 14.3 у поздовжньому і на рис. 14.4 у поперечному розрізах. Нерухома частина ТАД — статор

установлюється лапами 1 на фундамент; обертова частина — ротор утримується підшипниками 2, закріпленими в підшипникових щитах 3 статора й оточених лабиринтними кільцями.

Механічною основою статора служить корпус 4 з алюмінієвого сплаву, який має ребра 5, що сприяють охолодженню ТАД і водночас збільшують жорсткість конструкції. Безпосередньо в

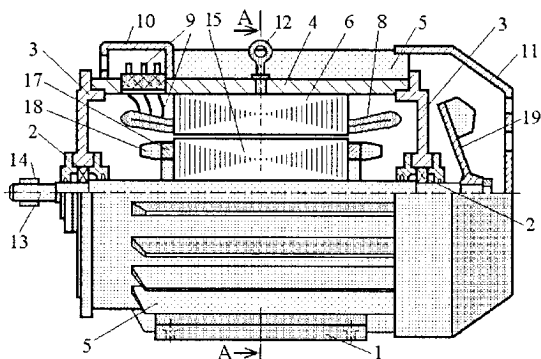


Рис. 14.3. Конструкція ТАД:
подовжній розріз

самому корпусі закріплено шихтоване феромагнітне осердя статора 6 з листів електротехнічної сталі. На його внутрішній поверхні в пази вкладені мідні ізольовані провідники 7, які з'єднуються лобовими частинами 8 і створюють в цілому трифазну обмотку статора. Її кінці 9 проведені в коробку

електричних виводів 10 і можуть бути далі увімкнуті в трифазне електричне коло. На статорі також є захисний кожух 11 з вентиляційними отворами і рим-болт 12 для транспортування ТАД.

Механічною основою ротора є вал 13, вільний кінець якого може за допомогою шпонок 14 і муфти з'єднуватися з виконавчим механізмом. На вал насаджено шихтоване феромагнітне осердя ротора 15. У пазах на його поверхні розташовані стрижневі провідники 16, які в торцях з'єднані короткозамикальними кільцями 17 в єдину обмотку ротора. Виступи на кільцях є вентиляційними лопаточками 18. До ротора належить ще вентилятор 19, закріплений на кінці вала.

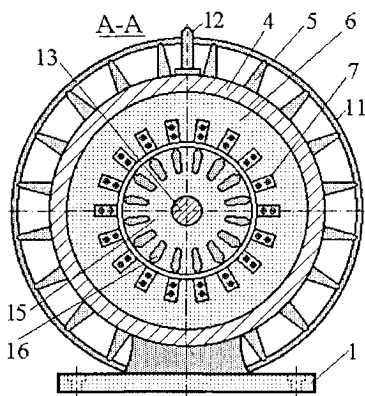


Рис. 14.4. Конструкція ТАД:
поперечний розріз

Осердя статора і ротора є магнітопроводом ТАД — це його магнітне коло. Обмотки статора і ротора можна розглядати як їхні електричні кола.

Схематично три фазні обмотки статора і позначення їхніх початків $U1$, $V1$ і $W1$ та кінців $U2$, $V2$ і $W2$ подані на рис. 14.5, а. Їхнє розташування в осерді статора показано на рис. 14.6, а. Тут фазні зони $A-X$, $B-Y$ і $C-Z$ займають по три пази з кожного боку статора, а в кожному пазі є по два провідники.

Просторова структура однієї фазної обмотки зображена на рис. 14.6, б, — вона вийшла шестивитковою. В реальних машинах кількість витків на котушку, паз і обмотку в цілому може бути значно більшою. Інші фазні обмотки виконуються аналогічно, тільки всі вони зсунуті одна відносно одної на кут 120° . Така схема трифазної обмотки статора відповідає двохполюсному компонентуванню — вона

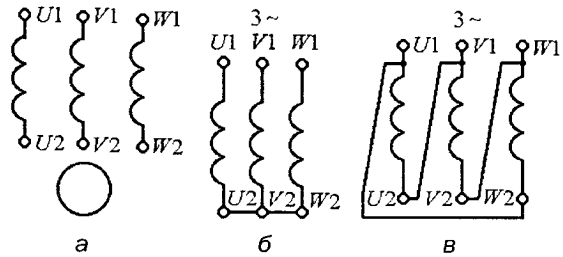


Рис. 14.5. Схематичне подання ТАД

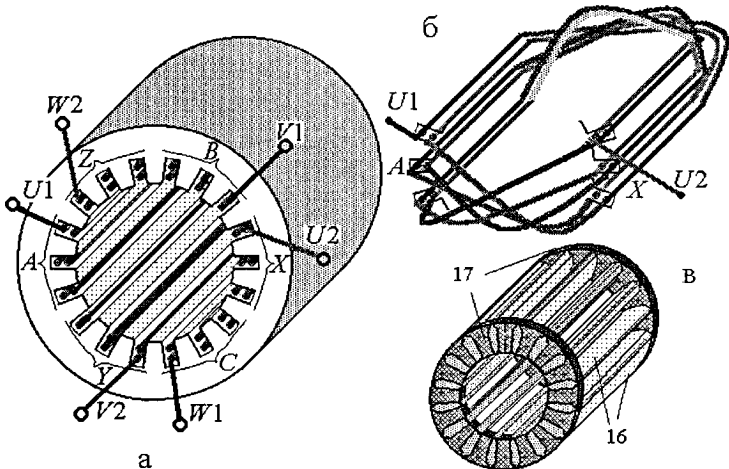


Рис. 14.6. Структурні одиниці конструкції ТАД

може збуджувати магнітне поле з однією парою полюсів ($p = 1$), аналогічне представленому на рис. 12.9. Можливо виконання обмотки статора і на більшу кількість p . Наприклад, чотириполюсна структура поля ($p = 2$), подана на рис. 12.11, може бути забезпечена такими змінами в схемі кожної фази обмотки статора (рис. 14.6, а), які зроблені в простішому варіанті однофазної обмотки на рис. 12.7.

Три фази обмотки статора можуть бути з'єднані за схемами «зірка» або «трикутник» (рис. 14.5, б, в), а на три вхідних затискачі при роботі ТАД безпосередньо подається трифазна система напруг із живильної електромережі.

Обмотка ротора, що відповідає ТАД на рис. 14.3 і рис. 14.4, зі збереженням тих же позиційних позначень окремо показана на рис. 14.6, в. Така обмотка називається *короткозамкненою* і може виконуватися повністю з алюмінієвого лиття або з мідних стрижнів із замикальними кільцями.

Зовнішній вигляд одного з варіантів ТАД з короткозамкненим ротором поданий на рис. 14.7, а, на рис. 14.7, б, можна бачити внутрішню будову статора, на рис. 14.7, в, — ротор з розкриттям його внутрішньої будови.

Застосовується й інший тип обмотки ротора — котушкова трифазна обмотка, яка подібна тій, що і на статорі. Конструкція фазного

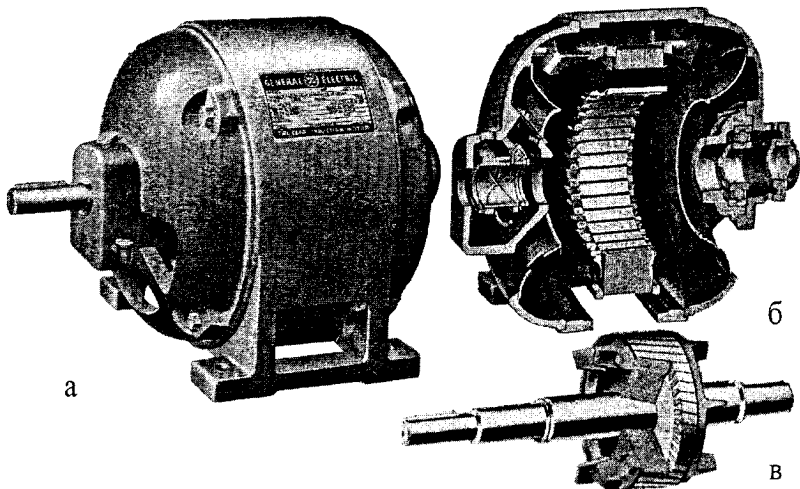


Рис. 14.7. Конструкція ТАД з короткозамкненим ротором

ротора подана на рис. 14.8, де 1 — вал; 2 — контактні кільця, закріплені на валу через ізолюючу втулку; 3 — осердя ротора; 4 — пазові частини обмотки; 5 — лобові частини обмотки; 6 — вентиляційні канали; K, L, M — вивідні кінці фазних обмоток.

Три фази обмотки ротора з'єднані в «зірку», а їхні вільні кінці приєднані до контактних кілець 2, що схематично показано на рис. 14.9. На кільцях встановлено щітки 7, закріплені на статорі. Таким чином, за допомогою ковзних контактів у контури фазних обмоток вмикаються додаткові регульовальні опори R_p трифазного реостата.

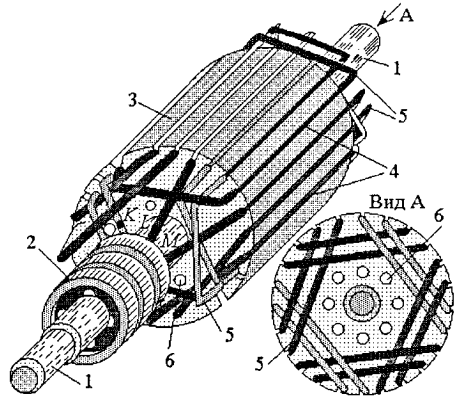


Рис. 14.8. Ротор ТАД з фазною обмоткою

Відзначимо, що кількість пар полюсів ротора за рис. 14.8 повинна відповідати кількості пар полюсів статора.

Тепер можна констатувати, що можливі два варіанти ТАД:

- 1) ТАД з короткозамкненим ротором;
- 2) ТАД з фазним ротором. Умовні позначення таких двигунів подані на рис. 14.10, а, б, відповідно.

У першому обмотка надійніша, дешевша і він має масове застосування. У другому фазна обмотка ротора з регульовальним опором дає можливість керування асинхронним двигуном, що використовується в спеціальних випадках регульовального електропривода.

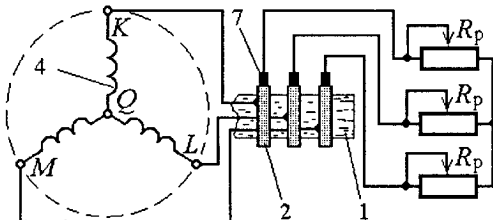


Рис. 14.9. Умовне подання електричного кола фазної обмотки ротора

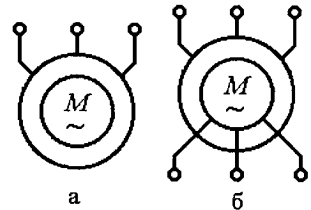


Рис. 14.10. Умовні позначення ТАД

14.3. Схеми обмотки статора

Обмотка статора ТАД є їхнім одним із найважливіших активних елементів. Вони мають низку різноманітних схем і виконань. Для уявлення повної структури трифазної обмотки статора її схему прийнято подавати розгорнутою у площину схемою, як вже робилося для машин постійного струму (рис. 13.12 і рис. 13.13).

Варіанти розповсюджених схем трифазної обмотки статора подано на рис. 14.11 і рис. 14.12. Тут для прикладу взято варіант ТАД із такими параметрами: кількість пар полюсів $p = 2$, кількість фаз $m = 3$, кількість пазів $z = 24$, кількість пазів на полюс і фазу $q = 2$.

На рис. 14.11 обмотка називається *шаблонною*, середній крок котушок по пазах дорівнює полюсній поділці τ і обмотка є одношаровою (у пазу розташовується тільки один бік котушки).

На рис. 14.12 зображена *петльова* обмотка, шаг у котушки по пазах менший, ніж полюсна поділка τ , тобто обмотка укорочена (у даному випадку $y_1 = \frac{5}{6}\tau$). Обмотка є двошаровою (у пазу розташовується два боки різних котушок). Укорочення обмотки сприяє наближенню розподілу магнітної індукції у повітряному проміжку між статором і ротором до синусоїди, що забезпечує у підсумку більш якісні параметри ТАД.

На рис. 14.11 і рис. 14.12 позначено: A, B, C і x, y, z — початки і кінці фазних обмоток; p, k — початок і кінець фазної групи, z — з'єднувач котушок групи.

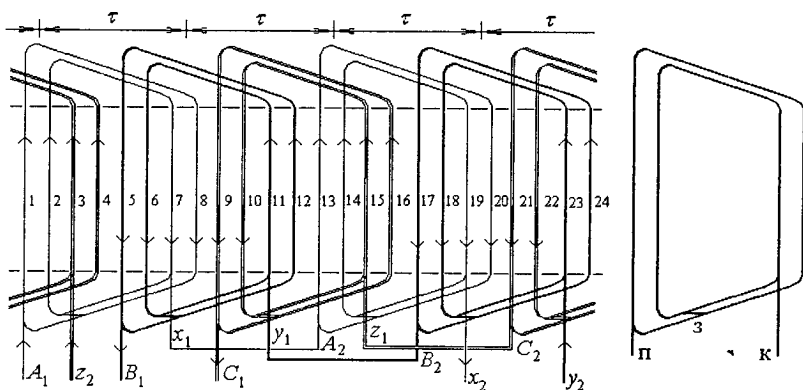


Рис. 14.11. Схема одношарової шаблонної обмотки статора ТАД

14.4. Принцип дії трифазного асинхронного двигуна

Щоб привести ТАД до дії, необхідно подати на вихідні затискачі трифазної обмотки статора трифазну систему напруг, що показано в схемі на рис. 14.13, а. Унаслідок цього в обмотці статора встановиться трифазна система змінних струмів i_a , i_b , i_c , яка розглядалася вже на рис. 12.10.

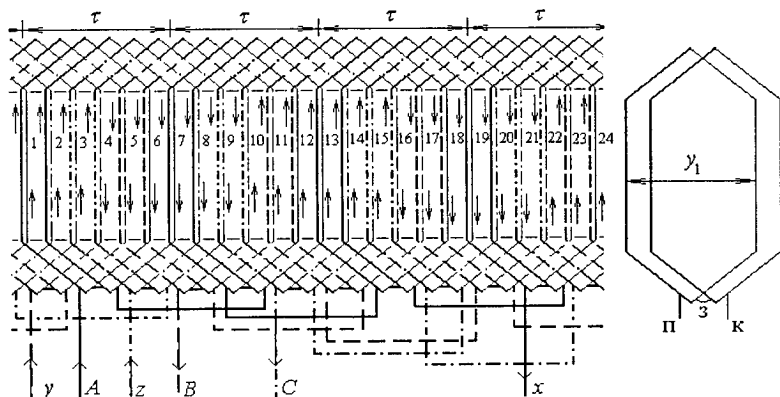


Рис. 14.12. Схема двохшарової петльової укороченої обмотки статора ТАД

Завдяки просторовому зсуву фазних обмоток статора одна відносно одної на 120° (у загальному сенсі це, так звані, електричні градуси (12.20)) і часовим фазовим зсувам змінних струмів цих обмоток на третину періоду, в ТАД збуджується обертове магнітне поле. Воно обертається, як було вже розглянуто в підрозділі 12.4 і подано формулою (12.4), з частотою:

$$n_1 = \frac{60f_1}{p}, \quad (14.1)$$

де $f_1 = f$ — частота напруг і струмів в обмотці статора [Гц], яка дорівнює частоті живильної мережі f ; p — кількість пар полюсів цієї обмотки; 60 — коефіцієнт, що приводить n_1 до об/хв.

Що відбувається далі, розглянемо на двополосній моделі ТАД з короткозамкненим ротором (рис. 14.13, б). Тут магнітне поле показано пунктирними силовими лініями Φ , а стрілками з позначенням n_1 показаний напрямок його обертання. Структура поля подібна розглянутому на рис. 12.9.

При перетині лініями поля провідників обмотки ротора в них згідно закону електромагнітної індукції (В.12) наводяться ЕРС:

$$e_2 = V_S B_1 l_p \sin \alpha, \quad (14.2)$$

де l_p — довжина ротора і його провідників; B_1 — індукція магнітного поля обмотки статора; $\alpha \approx 90^\circ$.

Напрямки ЕРС визначаються за правилом правої руки (рис. В.7). Але у випадку на рис. 14.13, б, належить розглядати відносну швидкість V_S переміщення провідників обмотки обертового ротора відносно силових ліній поля, а не просторову швидкість провідників.

На рис. 14.13, б, показана картина миттєвого розподілу напрямків ЕРС e_2 . Ця картина безперервно змінюється, обертаючись синхронно з магнітним полем обмотки статора (незалежно від руху ротора). У підсумку в кожному провіднику ЕРС e_2 є змінною.

Під дією ЕРС e_2 у провідниках обмотки ротора, що замкнені на торцях (див. рис. 14.6, в), виникають змінні струми i_2 . Тут поки будемо вважати, що струми i_2 і ЕРС e_2 збігаються за фазою. Отже, в провідниках обмотки ротора струми i_2 мають ті ж напрямки, що і ЕРС e_2 (рис. 14.13, б).

Провідники обмотки ротора зі струмами i_2 знаходяться в магнітному полі і на них, відповідно до закону Ампера (В.14), діють сили:

$$F_A = i_2 B_1 l_p \sin \beta, \quad (14.3)$$

причому між напрямками B_1 і i_2 кут $\beta \approx 90^\circ$ і, отже, $\sin \beta \approx 1$.

Напрямки сил Ампера F_A визначаються правилом лівої руки (див. рис. В.8). На рис. 14.13, б, напрямки цих сил показані для

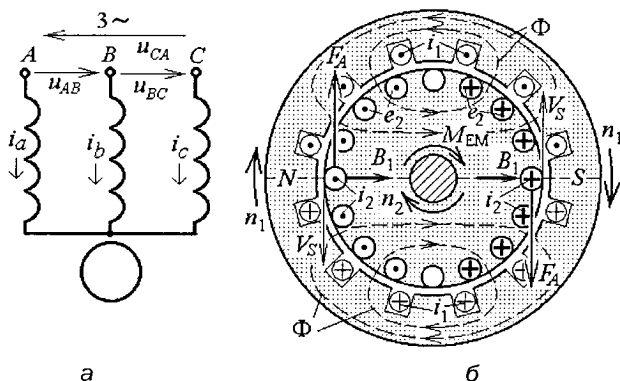


Рис. 14.13. Електрична схема та фізична модель ТАД

двох провідників обмотки ротора. Приблизно такі ж сили діють і на решту провідників ротора. Злагоджений напрямок сил (в один бік по окружності) приводить до створення обертового електромагнітного моменту M_{EM} , що діє на ротор. Цей момент спричинює обертання ротора з частотою n_2 . У підсумку ТАД діє на механічне навантаження, яке стикається з його валом, за допомогою обертового моменту:

$$M = M_{EM} - \Delta M, \quad (14.4)$$

де смисл складових той же, як і у ДПС (13.16).

Очевидно, що електромагнітний момент, як і сили F_A , спрямовані в той же бік, куди первісно обертається магнітне поле. Тому в той же бік обертається і ротор. Усталене значення частоти обертання n_2 досягається при $M = M_C$, де M_C — гальмовий момент опору, який діє на вал ротора з боку механічного навантаження.

В асинхронних двигунах виявляється $n_2 < n_1$, тобто ротор обертається повільніше, ніж магнітне поле. Вони обертаються *асинхронно*, що і послужило основою для назви таких двигунів.

Дійсно, із наближенням n_2 до n_1 відносна швидкість V_S провідників і поля зменшується, ЕРС e_2 (14.2) також зменшується, отже зменшуються струми i_2 , сили Ампера (14.3) й електромагнітний момент M_{EM} . І якщо припустити $n_2 = n_1$, то названі величини стануть нульовими, під дією M_C і внутрішнього гальмуючого моменту ΔM ротор сповільнює хід і відновиться неминуча умова $n_2 < n_1$.

Відставання ротора від обертового поля характеризується безрозмірною величиною s , що називається **ковзанням** і визначається відношенням:

$$s = \frac{n_1 - n_2}{n_1}. \quad (14.5)$$

Із формули (14.5) отримується частота обертання ротора:

$$n_2 = n_1(1 - s), \quad (14.6)$$

що графічно проілюстровано на рис. 14.14.

При вмиканні ТАД магнітне поле практично миттєво починає обертатися з частотою n_1 , а в ротора через механічну інерцію первісно буде $n_2 = 0$. Тому при пуску

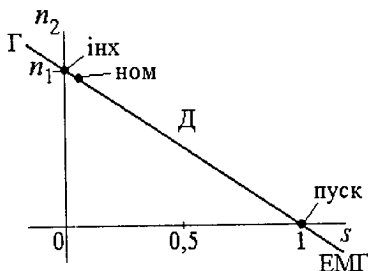


Рис. 14.14. Взаємозв'язок частоти обертання і ковзання ТАД

ТАД за (14.5) отримуємо $s = 1$. У міру розгону ротора величина n_2 наближається до n_1 і при $n_2 \rightarrow n_1$ маємо $s \rightarrow 0$.

Таким чином, у двигунному режимі асинхронна машина характеризується діапазоном $0 < s \leq 1$, що відображено на рис. 14.14 ділянкою «Д». Точка, що відповідає n_1 , є точкою «інх» — ідеального неробочого ходу, оскільки при $M_C = 0$ відповідає ідеальній умові $\Delta M = 0$. Точка «пуск» при $s = 1$ — пускова. Номінальному режимові «ном» в ТАД відповідають достатньо малі ковзання $s_{\text{ном}} \approx 0,02..0,08$. Тому номінальні частоти обертання ТАД:

$$n_{2\text{ном}} = n_1(1 - s_{\text{ном}}) = n_1(0,92..0,98), \quad (14.7)$$

виявляються близькими (знизу) до встановленого в табл. 12.1 ряду значень n_1 .

Якщо, за певних умов, має місце $s < 0$, то ТАД переходить у рекуперативний генераторний режим (ділянка «Г» на рис. 14.14), при $s > 1$ — в режим електромагнітного гальма (ділянка «ЕМГ»). Ці режими, в принципі, відповідають аналогічним режимам ДПС (див. підрозділ. 13.9.8).

Магнітне поле обертається відносно статора з частотою n_1 (14.1) і їй відповідає частота напруги і струму статора f_1 . Магнітне поле відносно ротора обертається з частотою ковзання:

$$n_s = n_1 - n_2 = n_1 - n_1(1 - s) = n_1 s, \quad (14.8)$$

якій буде відповідати частота ЕРС і струмів ротора f_2 . Щоб визначити цю частоту, складемо пропорцію $f_2/f_1 = n_s/n_1$, де отримуємо:

$$f_2 = f_1 \frac{n_s}{n_1} = f_1 \frac{n_1 - n_2}{n_1} = s f_1, \quad (14.9)$$

тобто в робочому режимі ТАД частота електричних величин у роторі суттєво менша, ніж у статорі.

14.5. Електромагнітний момент у ТАД

Виходячи з принципу дії ТАД, виведемо математичний вираз його електромагнітного моменту. І оскільки все за (14.2) і (14.3) виникає за сприяння магнітного поля, то з нього і почнемо.

На рис. 14.13, б, розглянемо в обмотці ротора контури, створені діаметрально розташованими її провідниками. Тоді з контуром,

площина якого перпендикулярна силовим лініям магнітного поля, зчеплений максимальний потік Φ_m , а для контура, площина якого паралельна силовим лініям, потік $\Phi = 0$. Ротор відносно поля переміщується з частотою обертання n_s (14.8), тому у всіх контурах магнітний потік змінюється від $-\Phi_m$ до $+\Phi_m$ з частотою f_2 (14.9).

На рис. 14.13, б магнітне поле має одну пару полюсів: під полюсом N у межах полюсної поділки τ (12.18) силові лінії входять у ротор (це будемо вважати їхнім позитивним напрямком), під полюсом S у межах наступної полюсної поділки τ виходять (негативний напрямок). Відповідний розподіл векторів магнітної індукції B_1 на поверхні ротора показано на рис. 14.15.

Для подання координатної функції B_1 розгорнемо кругову лінію поверхні ротора у пряму лінію, її початок візьмемо у точці 0 , а напрямок задамо координатою x проти руху стрілок годинника. Розподіл магнітної індукції $B_1(x)$ уздовж лінії x на її довжині 2τ зображено на рис. 14.16. У ТАД ця функція вважається близькою до синусоїди і її в даному випадку можна записати так:

$$B_1 = B_m \sin \frac{\pi}{\tau} x. \quad (14.10)$$

Виходячи з формули (8.3), маємо у межах полюсної поділки τ (12.18) середнє значення магнітної індукції на поверхні ротора:

$$B_{1cp} = \frac{\Phi_m}{(\tau \cdot l_p)}. \quad (14.11)$$

Тоді, з урахуванням відомого для синусоїд співвідношення між B_{1cp} і B_m , виражаємо амплітуду магнітної індукції:

$$B_m = \frac{\pi}{2} B_{1cp} = \frac{\pi \cdot \Phi_m}{2\tau \cdot l_p}. \quad (14.12)$$

Нехай система координат на рис. 14.16 разом із кривою $B_1(x)$ рухається зі швидкістю V_1 , що відповідає частоті обертання n_1 .

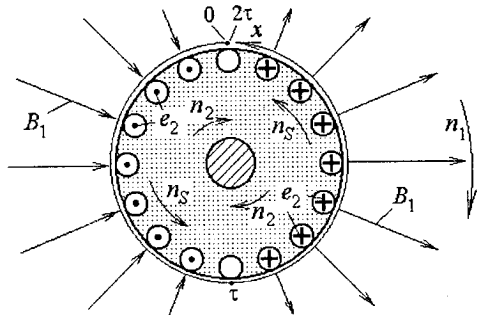


Рис. 14.15. Модель ротора з розподілом векторів магнітної індукції і ЕРС по його поверхні

Туди ж зі швидкістю V_2 , що відповідає частоті обертання ротора n_2 , рухаються провідники його обмотки. Тоді відносно осі x ці провідники переміщуються з відносною швидкістю V_s , що відповідає частоті ковзання s (14.8). З урахуванням (14.8), (14.1), (14.9) і (12.20), ця швидкість:

$$V_s = \frac{n_s}{60} \pi D_p = \frac{n_1 s}{60} \pi D_p = \frac{60 f_1 s}{p \cdot 60} \pi D_p = f_2 \frac{\pi D_p}{p} = 2\tau f_2. \quad (14.13)$$

З плином часу t провідники на рис. 14.16 змінюють своє розташування відносно осі x . І деякий провідник з номером k і початковим положенням $x_{k,0} = 0$ має поточну координату:

$$x_k = V_s t + x_{k,0} = 2\tau f_2 t. \quad (14.14)$$

З урахуванням переміщення провідників відносно хвиль кривої $B_1(x)$, маємо миттєві значення магнітної індукції для k -того провідника, підставивши (14.14) в (14.10), а саме:

$$B_{1,k} = B_m \sin \left[\frac{\pi}{\tau} (2\tau f_2 t) \right] = B_m \sin (2\pi f_2 t) = B_m \sin \omega, \quad (14.15)$$

де $\omega_2 = 2\pi f_2$ — кутова частота для електромагнітних величин ротора.

За (14.2) в k -тому провіднику ротора миттєве значення ЕРС:

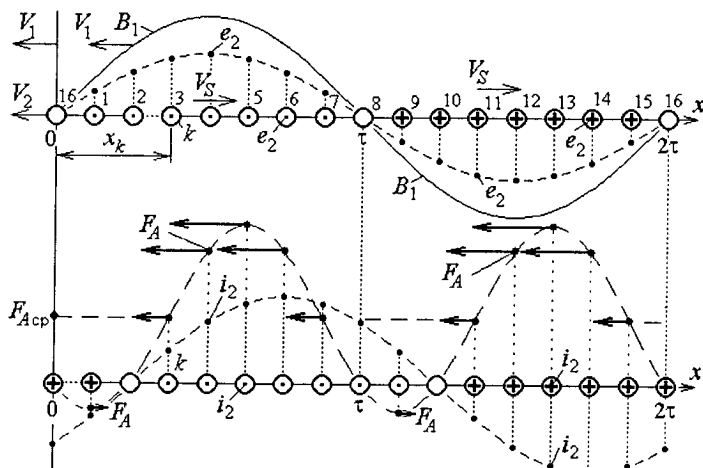


Рис. 14.16. Функції розподілу електромагнітних величин уздовж поверхні ротора

$$e_{2,k} = V_S l_p B_{1,k} = 2\tau f_2 l_p B_m \sin \omega_2 t = E_{2m} \sin \omega_2 t, \quad (14.16)$$

є синусоїдною функцією часу з частотою f_2 і амплітудою $E_{2m} = 2\tau f_2 l_p B_m$.

Відповідний розподіл миттєвих значень ЕРС e_2 по всіх провідниках показано на рис. 14.16 точками. Обвідна крива $e_2(x)$ просторово подібна до кривої $B_1(x)$ і вони рухаються синхронно.

В інших провідниках обмотки ротора все буде аналогічно, але з певним часовим зсувом. І під дією ЕРС e_2 у кожному провіднику короткозамкненого ротора виникає синусоїдний струм:

$$i_{2,k} = I_{2m} \sin(\omega_2 t - \psi_2), \quad (14.17)$$

де амплітуда струму і його фазовий зсув відносно ЕРС e_2 визначаються з використанням активного R_2 й індуктивного X_2 опорів фази обмотки ротора за звичайними правилами розрахунку кіл синусоїдного струму:

$$I_{2m} = \frac{E_{2m}}{Z_2} = \frac{E_{2m}}{\sqrt{R_2^2 + X_2^2}}; \quad \psi_2 = \arctg \frac{X_2}{R_2}. \quad (14.18)$$

Для ілюстрації припустимо, що $\psi_2 = \frac{\pi}{4}$. Такому фазовому зсуву на рис. 14.16 буде відповідати просторовий зсув (відставання) струму i_2 від ЕРС e_2 на $\frac{\tau}{4}$. Відповідний розподіл миттєвих значень струмів i_2 по провідниках показано в нижній частині рис. 14.16.

Підставимо (14.15) і (14.17) у формулу (14.3) і отримаємо силу, що діє на k -тий провідник ротора:

$$\begin{aligned} F_{A,k} &= B_m \sin \omega_2 t \cdot I_{2m} \sin(\omega_2 t - \psi_2) \cdot l_p = \\ &= \frac{B_m I_{2m} l_p}{2} [\cos \psi_2 - \cos(2\omega_2 t - \psi_2)]. \end{aligned} \quad (14.19)$$

Миттєвий розподіл сил по провідниках при $t = 0$ показано на рис. 14.16 у взаємозв'язку з розподілами B_1 , e_2 та i_2 .

Середнє значення сили $F_{A,k}$ для k -того провідника за період $T_2 = \frac{1}{f_2}$:

$$F_{A,k,cp} = \frac{1}{T_2} \int_0^{T_2} F_{A,k} dt = \quad (14.20)$$

$$= \frac{1}{T_2} \frac{B_m I_{2m} l_p}{2} \int_0^{T_2} [\cos \psi_2 - \cos(2\omega_2 t - \psi_2)] dt = \frac{B_m I_{2m} l_p}{2} \cos \psi_2.$$

Ця сила дає середнє значення моменту обертання для одного провідника: $m_{об.ср.} = F_{A,k,cp} D_p / 2$. З урахуванням усіх N_p провідників обмотки ротора отримуємо діючий на нього обертальний електромагнітний момент:

$$M_{ЭМ} = N_p F_{A,k,cp} \frac{D_p}{2} = \frac{N_p B_m I_{2m} l_p D_p}{4} \cdot \cos \psi_2. \quad (14.21)$$

Якщо підставити B_m за (14.12) і виразити амплітуду струму $I_{2m} = \sqrt{2} I_2$ через його діюче значення I_2 , то з урахуванням (12.18):

$$M_{ЭМ} = \frac{\pi \Phi_m}{2\tau l_p} \sqrt{2} I_2 \frac{l_p N_p D_p}{4} \cos \psi_2 = \frac{p}{2\sqrt{2}} N_p \Phi_m I_2 \cos \psi_2. \quad (14.22)$$

Параметри ТАД в (14.22) виразимо коефіцієнтом $C_{ЭМ} = \frac{p}{2\sqrt{2}} N_p$ і подамо електромагнітний момент у формі:

$$M_{ЭМ} = C_{ЭМ} \Phi_m I_2 \cos \psi_2. \quad (14.23)$$

Тут у явному вигляді залишились величини Φ_m , I_2 , ψ_2 , які можуть змінюватися в процесі роботи ТАД. Ця формула нагадує формулу електромагнітного моменту МПС (13.13), але з суттєвим додатком $\cos \psi_2$, породженим специфікою машини змінного струму.

Формула (14.23) явно показує, що електромагнітний момент ТАД породжений взаємодією магнітного поля, збудженого обмоткою статора, і струму ротора. Але, на відміну від МПС, струм у ротор не треба підводити через щітки і колектор — він індукується обертовим магнітним полем. Це і стало суттєвою перевагою ТАД над ДПС.

Вплив фазового зсуву ψ_2 (14.18) на $M_{ЭМ}$ (14.23) показано на рис. 14.17 розподілом сил $F_{A,k}$ по провідниках ротора для двох крайніх випадків. При $R_2 \gg X_2$ за (14.18) $\psi_2 \rightarrow 0$ і всі сили F_A за (14.19) діють погоджено, створюючи найбільше значення $M_{ЭМ}$ (рис. 14.17, а). При $R_2 \ll X_2$ отримується $\psi_2 \rightarrow \pi/2$ і за (14.19) створюється баланс позитивних і негативних значень сил F_A , а сумарний $M_{ЭМ} = 0$ (рис. 14.17, б).

Формула M_{EM} (14.23) й інші формули отримані в припущенні короткозамкненої обмотки ротора. Проте вираз (14.23) справедливий і для обмотки фазного ротора, тільки за (14.16) і (14.17) будуть отримані ЕРС і струм однієї фазної обмотки з урахуванням всіх ω_2 її витків, а в (14.18) треба використувати опори не одного провідника, а знову ж таки, всієї фазної обмотки.

Так, наприклад, для фазного ротора амплітуда ЕРС:

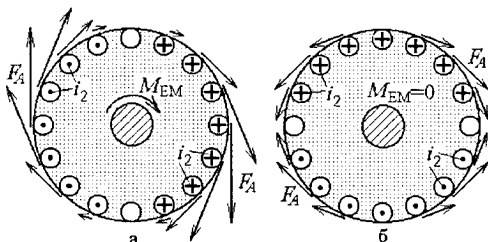


Рис. 14.17. Розподіл сил по провідниках ротора

$$E_{2m} = 2\tau f_2 l_p B_m \cdot 2\omega_2 k_{OB2}, \quad (14.24)$$

отримується множенням амплітуди ЕРС одного провідника із (14.16) на кількість провідників фазної обмотки $N_\Phi = 2\omega_2$ і на k_{OB2} — обмотковий коефіцієнт. Останнім урахується, що ЕРС окремих провідників зсунуті одна відносно одної за фазою і сума таких ЕРС менше їхньої арифметичної суми ($k_{OB2} < 1$).

З (14.24) отримується і діюче значення ЕРС фазної обмотки:

$$E_2 = \frac{E_{2m}}{\sqrt{2}} = 4,44 f_2 \omega_2 \Phi_m k_{OB2}, \quad (14.25)$$

де спрощення досягнуті підставленням величин τ за (12.18) і B_m за (14.12).

14.6. Рівняння напруг і струмів в обмотках ТАД

Обмотки ТАД подамо умовно електричною схемою заміщення, зображеною на рис. 14.18. Обмотка статора є симетричною трифазною системою. Обмотка фазного ротора також являє собою симетричну трифазну систему, обмотка короткозамкненого ротора — багатофазну систему з кількістю фаз, що дорівнює кількості стрижнів обмотки. У симетричних багатофазних системах, як відомо, рівняння достатньо записати для однієї із фазних обмоток, для решти фаз все повторюється з певним часовим зсувом.

На рис. 14.18 позначені в обмотці статора: U_1 , I_1 — фазні напруга і струм; R_1 — активний опір; X_1 — індуктивний опір, що

спричиняється потоком розсіяння цієї обмотки; E_1 — ЕРС, індукована основним магнітним потоком (це частина повного потоку, що проходить і крізь ротор); $U_{1\sigma}, R_1 I_1$ — спади напруги на відповідних опорах; в обмотці ротора: I_2 — струм; E_2 — ЕРС, індукована основним магнітним потоком; R_2 — активний опір; X_2 — індуктивний опір, що спричиняється потоком розсіяння даної обмотки.

У відповідності до другого закону Кірхгофа для фаз обмоток статора і ротора мають місце рівняння рівноваги напруг:

$$\underline{U}_1 = -\underline{E}_1 - \underline{E}_{1\sigma} + R_1 \underline{I}_1 = -\underline{E}_1 + jX_1 \underline{I}_1 + R_1 \underline{I}_1 = -\underline{E}_1 + \underline{U}_{1\sigma} + R_1 \underline{I}_1, \quad (14.26)$$

$$\underline{E}_2 = -\underline{E}_{2\sigma} + R_2 \underline{I}_2 = jX_2 \underline{I}_2 + R_2 \underline{I}_2, \quad (14.27)$$

де додані ЕРС $\underline{E}_{1\sigma}$ і $\underline{E}_{2\sigma}$ від відповідних потоків розсіяння. Все подібне рівнянням для котушки з осердям (8.55) і обмоток трансформатора (9.8), (9.9), якщо $U_2 = 0$.

Як і у випадках (8.55), (9.8), у формулі (14.26) величини $U_{1\sigma}$ і $R_1 I_1$ суттєво менші, ніж E_1 . Тому, вводячи коефіцієнт k_E , який знаходиться на рівні 1,03..1,05, можна записати для діючих значень:

$$U_1 \approx k_E \cdot E_1. \quad (14.28)$$

ЕРС E_1 подібна трансформаторній ЕРС (8.50) і її можна записати так:

$$E_1 = 4,44 f_1 \omega_1 \Phi_m k_{OB1}, \quad (14.29)$$

де ω_1 — кількість витків фази обмотки статора; Φ_m — амплітуда основного магнітного потоку обертового поля; k_{OB1} — обмотковий коефіцієнт, яким урахується розподіл фазних обмоток по пазах та їхнє укорочення (рис. 14.11, рис. 14.12), через що не всі витки обмотки рівною мірою пронизуються магнітним полем (див. рис. 14.13), на відміну від трансформатора (див. рис. 9.2).

ЕРС в обмотці ротора вже визначена (14.25) і має аналогічний (14.29) вигляд, але в роторі всі електричні величини змінюються з частотою f_2 , яка визначається формулою (14.9), і тоді ця ЕРС:

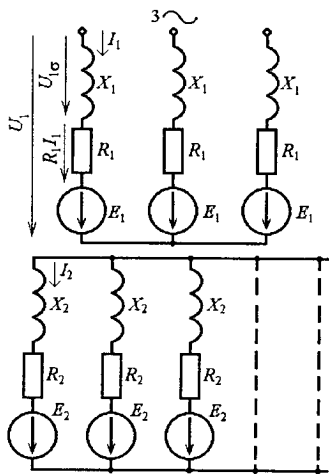


Рис. 14.18. Схема заміщення обмоток ТАД

$$E_2 = 4,44 f_1 s \omega_2 \Phi_m k_{OB2} = s E_{20}, \quad (14.30)$$

де $E_{20} = 4,44 f_1 s \omega_2 \Phi_m k_{OB2}$ — ЕРС нерухомого ротора при $s = 1$.

Обмотка ротора знаходиться у режимі короткого замикання, що природно для короткозамкненої обмотки (рис. 14.6, в), а для фазного ротора — при $R_p = 0$ (рис. 14.9). Тоді на підставі закону Ома діюче значення фазного струму ротора:

$$I_2 = \frac{E_2}{Z_2} = \frac{E_2}{\sqrt{R_2^2 + X_2^2}} = \frac{E_{20}s}{\sqrt{R_2^2 + s^2 X_{20}^2}}. \quad (14.31)$$

Тут ураховано, що індуктивний опір обмотки ротора за відомою з теорії електричних кіл формулою визначається так:

$$X_2 = 2\pi f_2 L_2 = 2\pi f_1 s L_2 = s X_{20}, \quad (14.32)$$

де $X_{20} = 2\pi f_1 L_2$ — індуктивний опір фазної обмотки нерухомого ротора при $s = 1$; L_2 — індуктивність цієї обмотки.

Схема фазних обмоток ТАД подібна до схеми трансформатора (хоча і у режимі короткого замикання для обмотки ротора), тому скористаємося для зв'язку струмів обмоток статора і ротора рівнянням:

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_{10} + \left(-\underline{I}_2 \frac{\omega_2 k_{OB2} m_2}{\omega_1 k_{OB1} m_1} \right) = \underline{I}_{10} + \underline{I}'_2, \quad (14.33)$$

подібним до рівняння струмів (9.16), в яке введені згадані обмоткові коефіцієнти k_{OB1} і k_{OB2} , значення яких дорівнюють приблизно 0,92..0,96; m_1, m_2 — кількості фазних обмоток статора і ротора; I_{10} — струм фази обмотки статора в режимі неробочого ходу ТАД (при $M = 0$); \underline{I}'_2 — зведений фазний струм ротора.

У ТАД при зміні механічного навантаження на валу змінюється ковзання s , що очевидно з опису принципу дії ТАД і ще буде розглянуто далі. Формула (14.31) показує, що при цьому зміниться струм ротора I_2 , а формула (14.33) — що відповідно зміниться і струм статора I_1 . Це є основою саморегулювання ТАД.

Співвідношення електричних величин у ТАД проілюстровано на рис. 14.19 векторною діаграмою, подібною до векторної діагра-

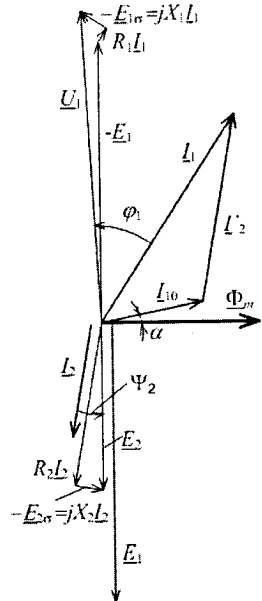


Рис. 14.19. Векторна діаграма ТАД

ми трансформатора (див. рис. 9.4), якщо у останній прийняти $U_2 = 0$. Для дотримання формальності у електричних величин ротора припускається не їхня власна частота f_2 , а частота f_1 , тобто їхня зміна відносно нерухомого статора.

Слід також відзначити, що в підрозділі 14.5 і тут фігурує магнітний потік, створений обмоткою статора. Однак реально це буде потік, створений спільно обмотками ротора і статора, оскільки і в обмотці ротора є струм. Однак, як уже відзначено, збільшення струму ротора викликає відповідне збільшення струму статора. А у підсумку при зміні навантаження основний магнітний потік Φ_m залишається практично таким же, як і у режимі неробочого ходу. Таке явище відповідає розглянутому вже при вивченні трансформатора у підрозд. 9.4.

14.7. Потужності і втрати потужності в ТАД

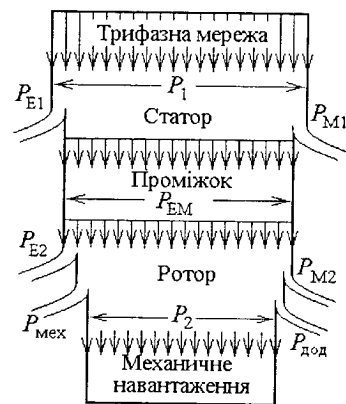


Рис. 14.20. Діаграма потужностей ТАД

Процес передачі електричної енергії в ТАД ілюструється діаграмою потужностей (рис. 14.20) і відповідає підрозд. 12.9, зокрема, рис. 12.18, б.

Із живильної мережі на трифазну обмотку статора надходить електрична енергія з активною потужністю:

$$P_1 = 3U_1 I_1 \cos \varphi_1, \quad (14.34)$$

де U_1 і I_1 — діючі значення фазних напруги і струму; φ_1 — фазовий зсув між ними (див. рис. 14.19); $\cos \varphi_1$ називають коефіцієнтом потужності ТАД.

При з'єднанні обмотки статора за схемою «зірка» (рис. 14.5, б):

$$U_1 = U_{\text{л}} / \sqrt{3}; \quad I_1 = I_{\text{л}}, \quad (14.35)$$

за схемою «трикутник» (рис. 14.5, в):

$$U_1 = U_{\text{л}}; \quad I_1 = I_{\text{л}} / \sqrt{3}. \quad (14.36)$$

Тому потужність P_1 (14.34) можна в обох випадках виразити однаково через лінійні напругу $U_{\text{л}}$ і струм $I_{\text{л}}$:

$$P_1 = \sqrt{3} U_{\text{л}} I_{\text{л}} \cos \varphi_1. \quad (14.37)$$

Механічна потужність, що віддається з вала ТАД якому-небудь механізму, вважається корисною потужністю:

$$P_2 = \frac{Mn}{9,55}, \quad (14.38)$$

де M — обертальний момент на валу; $n = n_2$ — частота обертання ротора (індекс «2» опускають, розглядаючи частоту обертання n як вихідну величину ТАД).

Різниця витраченої і корисної потужностей — втрати потужності:

$$\Delta P = P_1 - P_2, \quad (14.39)$$

які підсумовуються зі складових, зазначених у (12.16).

У ТАД мають місце наступні складові втрат потужності:

— електричні втрати потужності в обмотці статора:

$$P_{E1} = 3R_1 I_1^2; \quad (14.40)$$

— магнітні втрати в осерді статора, що спричиняються змінюваним з частотою f_1 магнітним потоком і мають відому природу (див. підрозд. 8.13), тобто:

$$P_{M1} = P_{ВХ} + P_{ГС}; \quad (14.41)$$

— електричні втрати в обмотці ротора:

$$P_{E2} = m_2 R_2 I_2^2; \quad (14.42)$$

— магнітні втрати P_{M2} є і в осерді ротора, але вони відносно малі — тут магнітне поле змінюється з меншою частотою f_2 ;

— механічні втрати $P_{МЕХ}$ складаються із втрат від тертя в підшипниках і об повітря, тертя щіток об контактні кільця (якщо вони є), вентиляційних втрат;

— додаткові втрати $P_{ДОД}$, що виникають у зубцях статора і ротора через зубцеві пульсації магнітного поля.

На рис. 14.20 є також електромагнітна потужність $P_{ЕМ}$, що передається зі статора на ротор за допомогою обертового магнітного поля. Вона пов'язана з електромагнітним моментом формулою, відповідною (12.12), а саме:

$$P_{ЕМ} = \frac{M_{ЕМ} n_1}{9,55}. \quad (14.43)$$

У ТАД, як і в інших пристроях (див. рис. 9.8 і рис. 13.30), ККД:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} \quad (14.44)$$

змінюється зі зміною його навантаження. Номінальний ККД $\eta_{\text{ном}}$ може складати 0,65..0,9 (більші значення забезпечуються в більш потужних і великих ТАД).

14.8. Механічна характеристика ТАД

Для ТАД, як і інших двигунів, механічна характеристика — це залежність частоти обертання від обертового моменту на валу, тобто $n(M)$.

Щоб отримати цю залежність у найпростішій, хоча і приблизній формі, в формулі (14.4) знехтуємо внутрішньою втратою моменту ΔM і при $M \approx M_{\text{ЕМ}}$ на основі (14.23) отримуємо вихідний вираз:

$$M = C_{\text{ЕМ}} \Phi_m I_2 \cos \psi_2. \quad (14.45)$$

Далі скористаємося взаємозв'язками електричних величин для обмоток ТАД із підрозділу 14.6.

Для фази обмотки ротора (див. рис. 14.18) з трикутника її опорів (рис. 14.21) маємо:

$$\cos \psi_2 = \frac{R_2}{\sqrt{R_2^2 + (X_{20} \cdot s)^2}}. \quad (14.46)$$

Із (14.29) виразимо амплітуду магнітного потоку і з урахуванням (14.28) подамо її у вигляді:

$$\Phi_m = \frac{E_1}{4,44 f_1 \omega_1 k_{\text{ОБ1}}} = \frac{U_1}{4,44 f_1 \omega_1 k_{\text{ОБ1}} k_E}. \quad (14.47)$$

У такому разі діюче значення ЕРС фази ротора за (14.30):

$$E_2 = U_1 s \frac{k_{\text{ОБ2}} \omega_2}{k_{\text{ОБ1}} \omega_1 k_E}. \quad (14.48)$$

Підставимо (14.46), (14.47) і $C_{\text{ЕМ}}$ із (14.23) в (14.45), а ще (14.48) в (14.31) і отримане також в (14.45). У підсумку маємо:

$$M = \frac{p N_p k_{\text{ОБ2}} \omega_2}{4 \pi f_1 \omega_1^2 k_{\text{ОБ1}}^2 k_E} \cdot \frac{U_1^2 s R_2}{R_2^2 + X_{20}^2 \cdot s^2}, \quad (14.49)$$

де сукупність величин, що стоять попереду, позначимо коефіцієнтом:

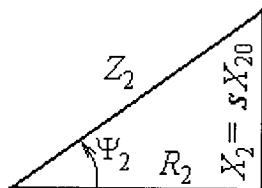


Рис. 14.21. Трикутник опорів ротора

$$C_M = \frac{pN_p k_{OB2} \omega_2}{4\pi f_1 \omega_1^2 k_{OB1}^2 k_E}, \quad (14.50)$$

і отримуємо основу для механічної характеристики — очевидну залежність $M(s)$:

$$M = C_M \cdot \frac{U_1^2 s R_2}{R_2^2 + X_{20}^2 \cdot s^2}. \quad (14.51)$$

Для наочного уявлення залежності $M(s)$ у формулу (14.51) належить підставити конкретні значення C_M , U_1 , R_2 і X_{20} . У підсумку для більшості реальних ТАД графік $M(s)$ буде мати типовий вигляд, показаний на рис. 14.22 при зміні s у відомому діапазоні (рис. 14.14).

Початкова точка $s = 0$ відповідає ідеальному неробочому ходу «інх»: тут $M = 0$, а величину ΔM знехтували. Далі йде практично лінійна ділянка: при малих значеннях s у формулі (14.51) знаменник $R_2^2 + X_{20}^2 \cdot s^2 \approx R_2^2$. При великих значеннях ($s \rightarrow 1$) знаменник близький до $X_{20}^2 s^2$ і ділянка графіка за (14.51) нагадує гіперболу.

При середніх значеннях s доданки в знаменнику приблизно рівнозначні і крива $M(s)$ проходить через екстремум — це критична точка «кр», яка характеризується максимальним значенням обертального моменту M_{\max} і критичним ковзанням $s_{\text{кр}}$.

Щоб визначити $s_{\text{кр}}$, вираз $M(s)$ за (14.51) піддається відповідній математичній обробці. А саме, знаходиться похідна M за s і зрівнюється з нулем, тобто: $\frac{dM}{ds} = 0$. Отримане рівняння відносно s дає розв'язок $s = \pm \frac{R_2}{X_{20}}$.

Це і є точка екстремуму на рис. 14.22 і, одночасно, для двигунного режиму критичне ковзання:

$$s_{\text{кр}} = \frac{R_2}{X_{20}}. \quad (14.52)$$

На рис. 14.22, як і на рис. 14.14, ще позначені точки: «ном» — номінальний і «пуск» — пусковий режими. Їм відповідають певні значення: номінальні ковзання $s_{\text{ном}}$ і обертальний момент $M_{\text{ном}}$; пускові ковзання $s = 1$ і обертальний момент $M_{\text{пуск}}$.

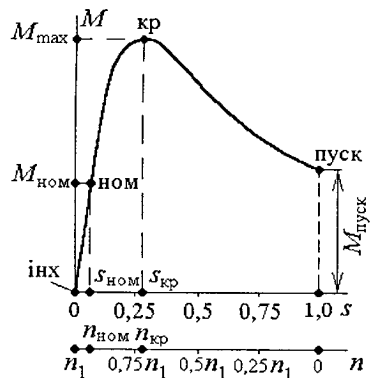


Рис. 14.22. Типова механічна характеристика ТАД (внутрішня)

Частота обертання вала — це одночасно і частота обертання ротора: $n = n_2$. Тому за формулою (14.6) маємо:

$$n = n_1(1 - s). \quad (14.53)$$

Для діапазону $s = 0..1$ за цією формулою можна визначити значення n в долях від n_1 , частина із яких наведена у табл. 14.1.

Таблиця 14.1. Перерахунок шкали s на n

s	0	0,25	0,5	0,75	1,0
n	n_1	$0,75 \cdot n_1$	$0,5 \cdot n_1$	$0,25 \cdot n_1$	0

На цій основі на рис. 14.22 поєднаємо зі шкалою $s = 0..1$ шкалу $n = n_1..0$. На останній відмітимо відповідні номінальну і критичну частоти обертання, що мають вирази за (14.53):

$$n_{\text{ном}} = n_1(1 - s_{\text{ном}}); \quad (14.54)$$

$$n_{\text{кр}} = n_1(1 - s_{\text{кр}}). \quad (14.55)$$

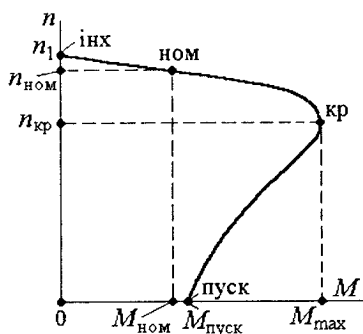


Рис. 14.23. Типова механічна характеристика ТАД (зовнішня)

Залишається розташувати вісь обертального моменту M , як аргументу, горизонтально, вісь частоти обертання n , як функції — вертикально з її перевертанням за зростаючими значеннями $n = 0..n_1$. Разом з поворотом осей повернеться і графік, який тепер із залежності $M(s)$ за рис. 14.22 перетвориться у залежність $n(M)$, що зображена на рис. 14.23, де відмічені особливі точки, відповідні точкам, виділеними раніше на рис. 14.14 і рис. 14.22. Це і є графічний вигляд механічної характеристики, яку отримали об'єднанням формул (14.51) і (14.53).

Додамо, що на механічній характеристиці (рис. 14.23) ділянка від «пуск» до «кр» відповідає нестійкій роботі (при розгоні ТАД її проскакує), ділянка від «кр» до «інх» — стійкій роботі.

14.9. Визначення механічної характеристики ТАД за його паспортними даними

Для практичних розрахунків формула (14.51) не зовсім зручна — в неї входять величини, які не визначаються за паспортними

даними ТАД. Щоб усунути цей недолік, зробимо наступні перетворення.

У формулу (14.51) замість s підставимо вираз $s_{кр}$ за (14.52) і отримуємо вираз максимального обертового моменту:

$$M_{max} = C_M \frac{U_1^2 \left(\frac{R_2}{X_{20}} \right) R_2}{R_2^2 + \left(\frac{R_2}{X_{20}} \right)^2 X_{20}^2} = C_M \frac{U_1^2}{2X_{20}}. \quad (14.56)$$

Формулу (14.51) помножимо на $\frac{2X_{20}}{2X_{20}}$ і перегрупуємо, щоб виділити в ній частину, яка відповідає M_{max} за (14.56), тобто:

$$M = C_M \cdot \frac{U_1^2}{2X_{20}} \cdot \frac{sR_2 \cdot 2X_{20}}{R_2^2 + X_{20}^2 s^2}. \quad (14.57)$$

Перетворимо частину цієї формули:

$$\frac{sR_2 X_{20}}{R_2^2 + X_{20}^2 s^2} = \frac{1}{\frac{R_2^2}{sR_2 X_{20}} + \frac{X_{20}^2 s^2}{sR_2 X_{20}}} = \frac{1}{\frac{R_2}{sX_{20}} + \frac{X_{20}s}{R_2}}. \quad (14.58)$$

Тепер з урахуванням (14.56) і (14.58), де за (14.52) $\frac{R_2}{X_{20}} = s_{кр}$ і $\frac{X_{20}}{R_2} = \frac{1}{s_{кр}}$, зробимо заміни в (14.57) і отримуємо відому формулу Клосса:

$$M = \frac{2M_{max}}{\frac{s_{кр}}{s} + \frac{s}{s_{кр}}}. \quad (14.59)$$

У цю формулу підставимо замість s значення $s_{ном}$ і отримуємо, природно, номінальний обертовий момент:

$$M_{ном} = \frac{2M_{max}}{\frac{s_{кр}}{s_{ном}} + \frac{s_{ном}}{s_{кр}}}. \quad (14.60)$$

Перекомпонування формули (14.60) приводить до:

$$\frac{s_{кр}}{s_{ном}} + \frac{s_{ном}}{s_{кр}} = 2 \cdot \frac{M_{max}}{M_{ном}} \quad \text{або} \quad \frac{s_{кр}}{s_{ном}} + \frac{s_{ном}}{s_{кр}} = 2\lambda_M, \quad (14.61)$$

де використана переважувальна здатність ТАД з обертового моменту:

$$\lambda_M = \frac{M_{max}}{M_{ном}}, \quad (14.62)$$

Із другої формули (14.61) отримується квадратне рівняння відносно $s_{кр}$:

$$s_{кр}^2 - 2\lambda_M s_{ном} s_{кр} + s_{ном}^2 = 0. \quad (14.63)$$

Його розв'язок дає критичне ковзання:

$$s_{кр} = s_{ном} (\lambda_M \pm \sqrt{\lambda_M^2 - 1}), \quad (14.64)$$

де для двигунного режиму правильне співвідношення $s_{ном} < s_{кр}$ дає знак «+».

Таким чином, параметри $s_{ном}$, $M_{ном}$ і λ_M , що задаються в паспортних даних або визначаються з них, дають параметри $s_{кр}$ і M_{max} за (14.64) і (14.62).

Далі залишається задати ряд значень s у діапазоні від 0 до 1 і за формулами (14.53) та (14.59) розрахувати значення n і M . Об'єднання n і M дає безпосередньо графік механічної характеристики $n(M)$, яка зображена на рис. 14.23 а також на рис. 14.24 (крива 1).

Треба відзначити, що формула Клосса (14.59) дає на практиці задовільні результати в діапазоні малих ковзань, що на рис. 14.24

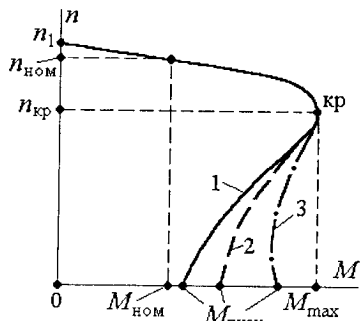


Рис. 14.24. Варіанти механічної характеристики ТАД

в провідниках ротора до поверхні його осердя. Це приводить до ефекту самовільного збільшення опору R_2 обмотки ротора. Останнє, відповідно до формули (14.51), веде до зміни (збільшення) значень обертового моменту M при підвищених ковзаннях і, отже, низьких частотах обертання (рис. 14.24).

відповідає ділянці від n_1 до $n_{кр}$. На решті частини показана неоднаковість характеристик: 2 — реальна для ТАД загальнопромислового виконання; 3 — реальна для ТАД спеціального виконання з глибокими пазами для обмотки ротора.

Справа в тому, що в реальних умовах при підвищених значеннях ковзання і, отже, частоти f_2 (14.9), виникає витіснення струму

Силові властивості ТАД оцінюють:

- перевантажувальною здатністю λ_M за (14.62);
- кратністю пускового моменту:

$$k_{\text{пуск}} = \frac{M_{\text{пуск}}}{M_{\text{ном}}}. \quad (14.65)$$

У серійних двигунів ці параметри знаходяться в межах:

$$\lambda_M = 1,8..2,6; \quad k_{\text{пуск}} = 1,1..1,8. \quad (14.66)$$

14.10. Робота ТАД і керування ним

14.10.1. Пуск і способи пуску ТАД

Щоб запустити ТАД, достатньо замкнути перемикач Q (рис. 14.25, а) і подати із трифазної мережі на обмотку статора напругу.

Як вже розглядалося і ще раз показано на механічній характеристиці на рис. 14.25, б, на початку пуску при частоті обертання $n = 0$ ТАД розвиває пусковий момент $M_{\text{пуск}}$. Розгін двигуна можливий за умови $M_{\text{пуск}} > M_C$ (M_C – момент опору механізму, який приводиться до руху). Зі збільшенням частоти обертання, в міру розгону, точка роботи ТАД

ρ переміщується по механічній характеристиці, як показано на рис. 14.25, б. Миттєві положення точки ρ показують на осі M вироблюваний обертальний момент. Розгін продовжується, доки $M > M_C$, і завершиться усталеною частотою обертання n_p в робочій точці «рбч», де $M = M_C$.

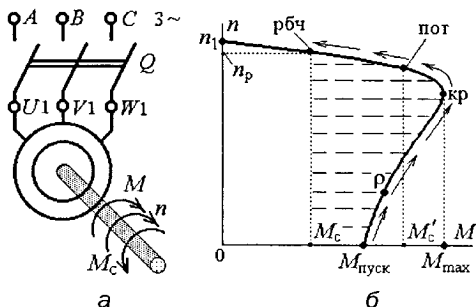


Рис. 14.25. Прямий пуск ТАД

Якщо вихідне значення $M'_C > M_{\text{пуск}}$ (рис. 14.25,б), то ТАД не зможе розігнатися, хоча має потенційну можливість для цього ($M_{\text{max}} > M'_C$) і наступної роботи в точці «пот». Тому один із недоліків ТАД – відносно мала величина $M_{\text{пуск}}$.

Якщо при вмиканні ТАД (рис. 14.25) відразу подається номінальна напруга $U_{\text{ном}}$, то пуск називається прямим. При такому

пуску в обмотці статора пусковий струм $I_{\text{пуск}}$ значно перевищує номінальне значення струму $I_{\text{ном}}$ ТАД. Кратність пускового струму:

$$k_{\text{пуск}} = I_{\text{пуск}} / I_{\text{ном}}, \quad (14.67)$$

може досягати 5...7, і це друга проблема пуску ТАД.

Справа в тому, що при пуску ковзання є максимальним (див. рис. 14.14), тому виходять великими ЕРС E_2 (14.30), струм ротора I_2 (14.31) і струм статора I_1 (14.33), що споживається з мережі, хоча дещо знижує проблему збільшення індуктивного опору X_2 (14.32).

Ударний пусковий струм негативно впливає на живильну електромережу, викликає значні перевантаження ТАД силами (14.3), що діють на провідники.

Зменшення пускових струмів у ТАД з короткозамкненим ротором досягають пуском при зниженій напрузі. Варіанти такого пуску подані на рис. 14.26.

Пуск із перемиканням обмотки статора з «зірки» на «трикутник» проводиться за схемою на рис. 14.26, а. Перед вмиканням ТАД в мережу перемикач $Q2$ ставиться в положення 1 і так отримуємо схему Y . При замиканні вимикача $Q1$ на фазу обмотки статора подається напруга:

$$U_{1\phi} = U_{\text{л}} / \sqrt{3}. \quad (14.68)$$

Після розгону двигуна перемикач $Q2$ ставиться в положення 2 і обмотка статора перетворюється на схему Δ . При цьому:

$$U_{1\phi} = U_{\text{л}}, \quad (14.69)$$

що відповідає нормальному робочому режиму ТАД.

Як відомо з розрахунку електричних кіл (див. приклад 4.1), при інших рівних умовах, у схемі

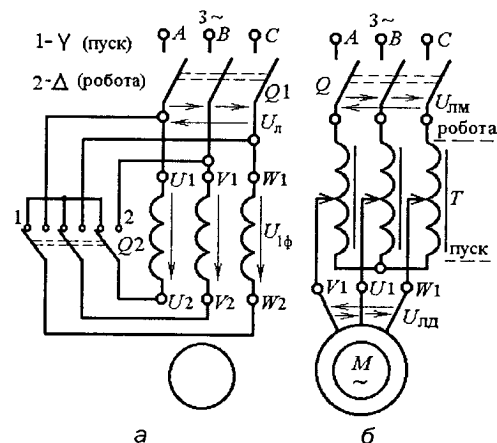


Рис. 14.26. Пуск ТАД при зниженій напрузі

«зірка» лінійні струми $I_{\text{лY}}$ у три рази менше, ніж у схемі «трикутник» $I_{\text{лΔ}}$, що і є результатом застосування пуску за схемою на рис. 14.26, а.

Автотрансформаторний пуск ілюструє схема на рис. 14.26, б. У даному випадку вимикачем Q напруга з мережі $U_{\text{лм}}$ подається на трифазний автотрансформатор T , а вже з нього $U_{\text{лд}}$ — на обмотку статора ТАД. Вихідне положення движків автотрансформатора — «пуск» забезпечує мінімальні напругу і відповідно пусковий струм ТАД. Переміщуючи движки в положення «робота», плавно підвищують напругу ТАД і тим самим уникають ударних пускових струмів. Адже в міру розгону ковзання зменшується й це автоматично знижує ЕРС E_2 і струми I_2 та I_1 .

Пуск при зниженій напрузі вирішує проблему пускового струму. Але при цьому проблема пускового моменту навіть посилюється, що ілюструє рис. 14.27. Тут подано природну механічну характеристику при номінальній напрузі $U_{\text{ном}}$, а також дві штучні механічні характеристики при знижених значеннях напруги живлення. У них однакові частоти обертання n_1 і $n_{\text{кр}}$, оскільки частота обертання поля (14.1), критичне ковзання (14.52) і критична частота обертання (14.55) не залежать від U_1 . Але величина $M_{\text{мах}}$ за (14.56) пропорційна U_1^2 і через це всі значення M за (14.59) при однакових значеннях s (а отже і значеннях n) зменшуються у цій пропорції. Відповідно зменшується і пусковий момент $M_{\text{пуск}}$ (рис. 14.27). Тому пуск доводиться проводити без або при зниженому механічному навантаженні.

Найбільш розповсюдженим пристроєм, що використовується при пуску ТАД у сучасному електроприводі, є тиристорний регулятор напруги. Він відрізняється простотою силової частини (на основі шості тиристорів) та системи автоматичного керування.

Обидві проблеми (пускового струму і моменту) дозволяє вирішити *реостатний пуск*, можливий у ТАД з фазним ротором (рис. 14.28).

У фазному роторі (рис. 14.19) послідовно з обмоткою кожної фази вмикається реостат з опором R_p . Тому у всіх формулах замість R_2 належить підставляти $R_2 + R_p$. Отже струм ротора I_2 (14.31),

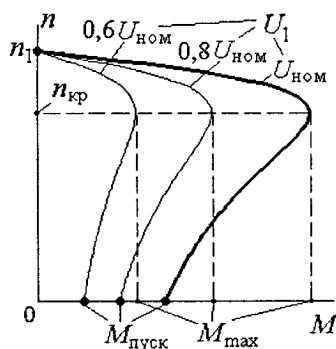


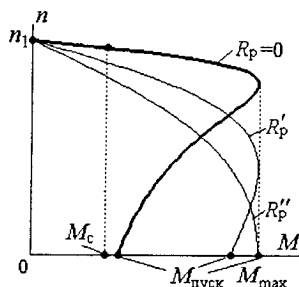
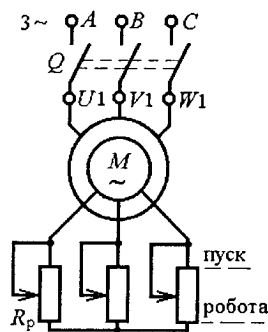
Рис. 14.27. Зміни механічної характеристики при зміні напруги

а за ним і струм статора I_1 (14.33) зменшаться. Проте величина M_{\max} за (14.56) від R_2 не залежить і збережеться, тільки місце критичної точки на графіках механічної характеристики зміниться, тому що нове значення критичного ковзання:

$$s_{\text{кр}} = \frac{R_2 + R_p}{X_{20}}, \quad (14.70)$$

збільшиться, а величина $n_{\text{кр}}$ (14.55) відповідно зменшиться.

Природна (при $R_p = 0$) і штучні (при $R_p' > 0$ і $R_p'' > R_p'$) механічні



а б
Рис. 14.28. Реостатний пуск ТАД

ні характеристики показані на рис. 14.2-8, б. У них збереглися спільна точка n_1 і рівень M_{\max} , але графіки за тією ж формулою (14.59) зі збільшенням R_p «нахиляються», відповідно збільшується $M_{\text{пуск}}$.

При певному значенні R_p , яке за

(14.70) дає $s_{\text{кр}} = 1$, маємо $M_{\text{пуск}} = M_{\text{макс}}$. Тому вибір вихідного значення пускового опору R_p'' є оптимальним. У міру розгону ТАД опір R_p зменшують і в кінцевому положенні движків реостата «робота» на рис. 14.28 при $R_p = 0$ ТАД переходить на природну механічну характеристику і працює в точці, відповідної моменту опору на валу M_c .

14.10.2. Властивість саморегулювання ТАД

Як слідує з підрозд. 13.9.3, під саморегулюванням двигунів розуміють їхню здатність автоматично виробляти обертальний момент M , який дорівнює протидіючому моменту M_c на валу. Розглянемо, як це відбувається в ТАД.

Якщо встановилася рівновага моментів $M = M_c$ (див. рис. 14.25, а), то ТАД працює в усталеному режимі при сталій частоті обертання $n_{\text{поч}} = \text{const}$.

Нехай момент опору змінився — зріс, так що $M_c' > M$. При цьому частота обертання ротора n стане зменшуватися, а ковзання

s (14.5) — збільшуватися. Отже збільшаться ЕРС E_2 в обмотці ротора (14.30) і його струм I_2 (14.31). Автоматично збільшиться електромагнітний момент (14.23) і обертальний момент на валу (14.4). При цьому магнітний потік, що входить у (14.23), практично не змінюється, оскільки зі зміною струму ротора автоматично збільшується струм статора I_1 (14.33) і баланс магнітних полів обмоток ротора і статора зберігається практично таким, як і в режимі неробочого ходу ТАД. Процес нарощування обертального моменту M буде продовжуватися до того часу, поки він знову не зрівняється з моментом опору, але уже на більш високому рівні: $M' = M'_c$. Частота обертання якоря знову стане сталою, але на децю нижчому рівні $n_{\text{кін}} < n_{\text{поч}}$. Двигун знову буде працювати в усталеному режимі.

Таким чином, саморегулювання ТАД відбувається за рахунок автоматичної зміни струмів ротора і статора та частоти обертання, а весь процес ілюструє причинно-наслідковий ланцюжок:

$$\begin{aligned} M = M_c \Rightarrow n_{\text{поч}} = \text{const} \Rightarrow M_c \uparrow \Rightarrow n \downarrow \Rightarrow s \uparrow \Rightarrow E_2 \uparrow \Rightarrow \\ \Rightarrow I_2 \uparrow \Rightarrow M \uparrow \Rightarrow M' = M'_c \Rightarrow n_{\text{кін}} = \text{const} . \end{aligned}$$

Розуміння суті саморегулювання ТАД — ключ до його характеристик.

14.10.3. Робочі (експлуатаційні) характеристики ТАД

Як вже відзначалося для ДПС (див. підрозд.13.9.6), так і для ТАД під *робочими (експлуатаційними) характеристиками* розуміють залежності супутніх його роботі величин від корисної потужності P_2 на валу. Остання є механічною потужністю P_2 (14.38) і змінюється при зміні механічного навантаження на валу ТАД. При цьому мається на увазі, що підтримується номінальна напруга на обмотці статора ($U_1 = U_{\text{ном}}$) і відсутні інші керуючі впливи на ТАД.

Типові експлуатаційні характеристики ТАД подані у відносних одиницях на рис. 14.29 в діапазоні зміни навантаження від неробочого ходу ($P_2 = 0$) до номінального ($P_2 = P_{2\text{ном}}$). Прокоментуємо їх.

1. Графік частоти обертання n починається зі значення, майже рівного n_1 і відповідного режиму неробочого ходу, а при збільшенні

потужності P_2 дещо зменшується, так само, як і при збільшенні обертового моменту M на валу (див. рис. 14.23).

2. Обертальний момент M за (14.38) прямо пропорційний потужності P_2 , а деякий загин графіка $M(P_2)$ угору спричинений тим, що в указаній формулі величина n дещо зменшується, як це представлено в пункті 1 і на рис. 14.29.

3. Струм обмотки статора I_1 , що споживається з мережі, в режимі неробочого ходу має значення I_{10} (14.33), необхідне для створення основного магнітного поля ТАД, а також електромагнітного

моменту, який переборює внутрішній момент опору ΔM (14.4). Далі, зі зростанням потужності, струм I_1 збільшується відповідно до процесу саморегулювання, описаним у підрозд. 14.10.2.

4. Графік ККД η (14.44) пояснюється сукупністю формул (14.37)-(14.42). У принципі цей типовий графік схожий на графіки для ККД трансформатора (див. рис. 9.8) і ДПС (див. рис. 13.30).

5. Графік коефіцієнта потужності ТАД $\cos \varphi_1$ із (14.34) виражає, за суттю, співвідношення активної і повної потужностей у ньому. А повна потужність, як відомо (3.60), містить у собі активну і реактивну потужності. Реактивна потужність пов'язана зі збудженням основного магнітного потоку в ТАД і практично зберігається такою, як і при неробочому ході (для збудження поля фактично споживається струм I_{10} , що входить до (14.33)). А активна потужність (14.34) зростає зі збільшенням корисної потужності (14.38). У підсумку зростає і $\cos \varphi_1$, як це зображено на рис. 14.29, а також впливає з рис. 14.19.

14.10.4. Регулювання частоти обертання ТАД

Можливості регулювання частоти обертання ТАД виявляються на основі формули (14.53), в яку підставимо n_1 за (14.1) й отримаємо:

$$n = \frac{60f_1}{p}(1-s). \quad (14.71)$$

Можливі наступні способи регулювання:

1) впливом на ковзання s ;

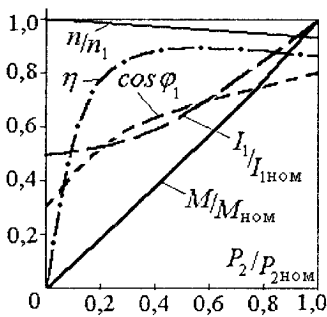


Рис. 14.29. Робочі характеристики ТАД

- 2) зміною частоти f_1 напруги, яка подається на обмотку статора;
- 3) зміною кількості пар полюсів p обмотки статора.

Розглянемо варіанти реалізації цих способів. При цьому будемо мати на увазі, що обертальний момент M на валу ТАД є незалежною змінною. Його величина встановлюється автоматично відповідно до моменту опору M_c , який диктується навантаженням, як це показано при розгляді властивості саморегулювання ТАД.

Щоб змінилося ковзання s при заданому обертальному моменті, можна, за формулою (14.51), використовувати регулювання напруги U_1 або регулювання активного опору у колі обмотки ротора, додаючи до R_2 опір R_p (рис. 14.9).

Регулювання напругою можливе за наявності регулятора напруги РН (рис. 14.30). Він, у принципі, може бути виконаний за тими ж схемами, які використовувались при пуску ТАД (рис. 14.26). Зміна механічних характеристик зі зміною напруги $U_{1\text{пер}}$ на обмотці статора вже пояснювалися на рис. 14.27.

Аналогічний набір механічних характеристик подано і на рис. 14.30, б, де регулювання можливе при заданому обертальному моменті

$M = M_c$. Очевидно, що при зменшенні напруги U_1 робоча точка ρ переміщується разом із характеристиками. Так отримується діапазон регулювання частоти обертання Δn . Проте цей діапазон відносно невеликий, та ще й супроводжується зниженням перевантажувальної здатності (14.62) ТАД. Тому цей спосіб регулювання вважається недостатньо ефективним.

Геостатне регулювання введенням додаткових опорів R_p в коло обмотки ротора можливе в ТАД з фазним ротором, схема якого вже подавалася на рис. 14.28. Там же були пояснені зміни, що відбуваються з механічними характеристиками при зміні R_p .

Аналогічні характеристики подані на рис. 14.31, де очевидні переміщення робочої точки ρ . Діапазон регулювання частоти обертання Δn є досить широким (глибоке регулювання). Недоліками

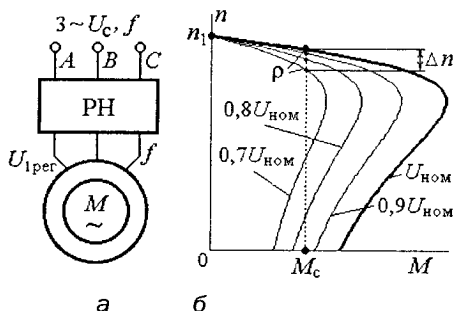


Рис. 14.30. Регулювання ТАД зміною напруги

способу вважається необхідність використання фазного ротора, а також збільшення електричних втрат потужності (тепер у формулі (14.42) замість R_2 належить підставити $R_2 + R_p$).

Частотне регулювання ТАД можливе при його живленні (рис. 14.32, а) через перетворювач частоти ПЧ. Цей перетворювач вмикається у трифазну мережу з напругою U_M і частотою f (наприклад, 50 Гц). А на його виході отримується змінна напруга з регульованою частотою $f_{1\text{пер}}$, яка задається за допомогою блока керування БК.

Щоб при частотному керуванні збереглася величина магнітного потоку в ТАД (14.47), необхідно пропорційно частоті $f_{1\text{пер}}$ змінювати напругу $U_{1\text{пер}}$. Це також реалізовано в перетворювачі частоти з регульованим напруги (ПЧ і РН), який за суттю є досить складним пристроєм на основі керованих напівпровідникових вентилів (тиристорів). В якості перетворювача частоти у системах частотно-регульованого електроприводу на основі ТАД найширше використання знаходять трифазні автономні інвертори напруги. Протягом останніх років поширюється також застосування, так званих, матричних перетворювачів.

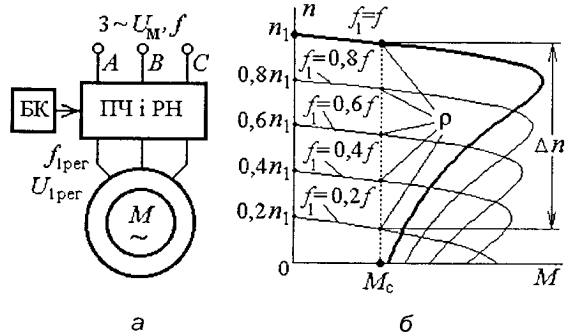


Рис. 14.32. Частотне регулювання ТАД

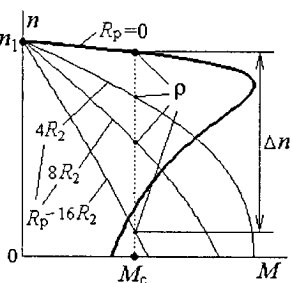


Рис. 14.31. Реостатне регулювання ТАД

ного електроприводу на основі ТАД найширше використання знаходять трифазні автономні інвертори напруги. Протягом останніх років поширюється також застосування, так званих, матричних перетворювачів.

Сім'я механічних характеристик ТАД при частотному регулюванні дана на рис. 14.32, б. Оскільки частота обертання магнітного поля n_1 (14.1) пропорційна f_1 , то початок характеристики на осі n відповідно переміщується. Форма характеристики, зумовлена формулою (14.59), приблизно зберігається, як і величина M_{max} , що досягається узгодженою зміною $f_{1\text{пер}}$ і $U_{1\text{пер}}$, які входять до (14.47), (14.30), (14.32) і (14.51), а саме, підтримується співвідношення:

$$U_{1\text{пер}} / f_{1\text{пер}} = \text{const.} \quad (14.72)$$

Якщо регулювання відбувається при заданому обертовому моменті $M = M_c$, то отримується очевидний із рис. 14.32, б, діапазон регулювання частоти обертання ТАД Δn . Цей спосіб регулювання забезпечує плавну зміну частоти обертання n в широкому діапазоні, але для нього потрібно додаткове обладнання, вже згадуване на рис. 14.32, а.

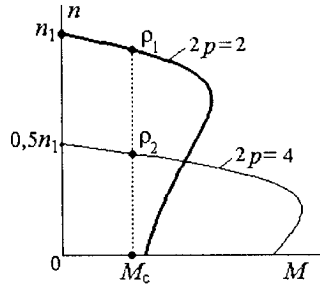


Рис. 14.33. Зміни механічних характеристик ТАД при полюсному керуванні

Існують й інші закони спільного регулювання $f_{1\text{пер}}$ і $U_{1\text{пер}}$, спрямовані на відпрацювання заданих режимів роботи керованого ТАД.

Полюсне регулювання реалізується у, так званих, *багатошвидкісних* ТАД шляхом зміни кількості пар полюсів p обмотки статора за допомогою спеціального перемикача.

Якщо, приміром, число p змінювати з 1 на 2, то при цьому частота обертання магнітного поля n_1 (14.1) змінюється в два рази. Супутні механічні характеристики ТАД подані на рис. 14.33. Якщо зміна кількості пар полюсів відбувається при заданому обертовому моменті $M = M_c$, то стан ТАД відповідає робочим точкам ρ_1 або ρ_2 . Проміжних положень немає, тому регулювання є дискретним (стрибкоподібним).

Як змінюється кількість пар полюсів обмотки статора, показано на рис. 14.34, на прикладі однієї з трьох її фаз. У конкретному положенні перемикача Q — на рис. 14.34, а, б, отримуються такі напрямки струмів в обмотці статора, при яких магнітне поле має одну пару полюсів ($p = 1$), при іншому

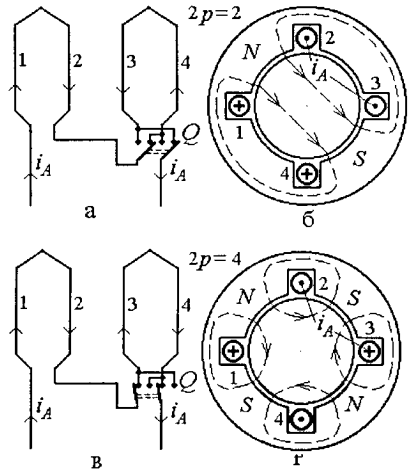


Рис. 14.34. Зміна кількості полюсів обмотки статора ТАД

положенні вимикача Q (рис. 14.34, в, г) отримуються напрямки струмів, що забезпечують дві пари полюсів ($p = 2$).

Існують багатoshвидкісні ТАД двоступеневого регулювання, як на рис. 14.34, а також три- і чотириступеневого регулювання. При цьому схема обмотки статора і перемикача значно ускладнюються, але ще додаткового обладнання не потребують, на відміну від інших способів регулювання.

14.10.5. Електричне гальмування і реверсування ТАД

Розглядаючи аспекти, винесені в заголовок, скористасмося розширеними механічними характеристиками асинхронної машини, поданими на рис. 14.35.

Ділянка **двигунного режиму** Д уже неодноразово подавалася. Співвідношення напрямків обертання магнітного поля — n_1 , оберտального моменту — M , обертання вала — n і моменту опору — M_c показано на рис. 14.36, а. Останній створюється на шківі вантажем G_1 , що піднімається (V — напрямок руху), і при $M = M_c$ отримуються робоча точка ρ (рис. 14.35).



Рис. 14.35. Розширені механічні характеристики ТАД

Якщо в (14.53) і (14.59) підставити значення ковзання $s < 0$ (відповідна ділянка ϵ на рис. 14.14), то отримуємо продовження механічної характеристики при $n > n_1$ (рис. 14.35) — це ділянка **рекуперативного генераторного гальмування** Г. Сполучення напрямів n_1 , n , M і M_c цього режиму подано на рис. 14.36, б.

Зміна напрямку M_c (у порівнянні з рис. 14.36, а) відбулося з появою другого вантажу G_2 , який має перевагу над першим G_1 . Тому на рис. 14.35 робоча точка пройшла положення $n = n_1$, де момент M змінив свій знак і з оберտального перетворився на гальмовий, а рушійним став момент M_c . У новому усталеному положенні (точка ρ_r) виконалась умова рівноваги $-M_c = -M$ і асинхронна машина, працюючи в генераторному режимі, протидіє гальмовим моментом подальшому розгону і вільному падінню вантажу. При цьому вона віддає електричну енергію $W_{\text{ЕЛ}}$ в мережу.

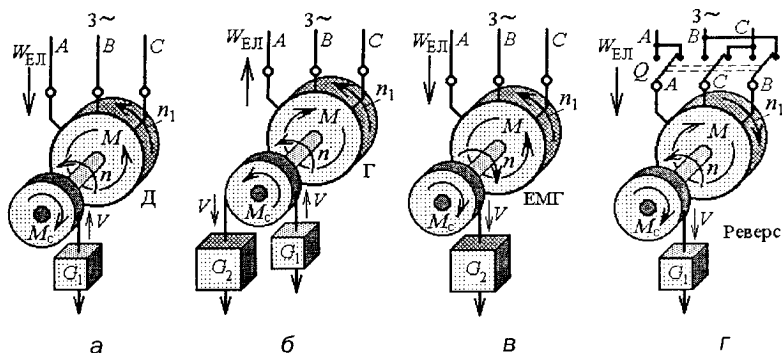


Рис. 14.36. Режими роботи та гальмування ТАД

Якщо в формули (14.53) і (14.59) підставити значення ковзання $s > 1$, то на рис. 14.35 отримаємо продовження ЕМГ механічної характеристики при $n < 0$ (зміна напрямку обертання), відповідне **режиму електромагнітного гальма**. Цей режим вже подавався на рис. 14.14 і для нього мають місце напрямки величин, показані на рис. 14.36, в. Тут припустили, що при вмиканні двигуна його пусковий момент $M_{\text{пуск}} < M'_c$, де M'_c — обертальний момент, діючий з боку звільненого вантажу G_2 . У такій ситуації переважаючий момент M'_c є рушійним, а асинхронна машина своїм моментом M здійснює електромагнітне гальмування. Електрична енергія споживається з мережі, як і в двигунному режимі, але тепер машина не змогла перейти в цей режим через недостатній обертальний момент.

Ще одним варіантом електричного гальмування, причому найбільш інтенсивного, є **гальмування противвімкненням**. Розглядаючи цей варіант, припустимо, що ТАД працював за схемою на рис. 14.36, а. І нехай на механічній характеристиці (рис. 14.35) це відповідало точці ρ на двигунній ділянці Д.

Противвімкнення ТАД виконується переводом перемикача Q в положення, що показано на рис. 14.36, г. При цьому замість чергування фаз A, B, C (рис. 14.36, а) отримуємо чергування A, C, B . За допомогою побудовань, аналогічних рис. 12.10, можна уявити, що при зміні виводів будь-яких двох фаз змінюється напрямок обертання магнітного поля n_1 . І, як витикає із принципу дії ТАД (див. підрозділ.14.4), обертальний момент M буде діяти на ротор у той же бік, куди обертається поле.

Магнітне поле і з ним обертальний момент змінюють свої напрямки практично миттєво (нові напрямки n_1 і M подані на рис. 14.36, г). Їхнім новим напрямкам відповідає зворотна механічна характеристика, симетрична прямій характеристиці, де знаходилася точка ρ . Тому на механічних характеристиках (див. рис. 14.35) відбувається стрибок з точки ρ в точку ρ_1 при збереженні частоти обертання, яка не може змінитися миттєво через наявність механічної інерції обертючих частин ТАД і механізму.

Тепер у точці ρ_1 обертальний момент M ТАД спрямований проти руху і є гальмовим додатково до моменту вантажу M_c . Під їхньою дією ротор сповільнює хід і з ρ_1 робоча точка переходить у точку спокою ρ_0 . Якщо тут вимкнути живлення машини, то вона буде зупиненою. Якщо ж ні, то її ротор почне обертатися в інший бік і працюватиме при усталеній частоті обертання в точці ρ_p , де виконується умова $-M = -M_c$. І тут машина знову, як і на рис. 14.3-6, а, працює в двигунному режимі, піднімаючи вантаж G_1 з іншого боку. При цьому отримується сукупність напрямків величин n_1 , n , M і M_c , подана на рис. 14.37. Усі вони спрямовані протилежно до того, що було на рис. 14.36, а.

Складний електромеханічний процес переходу ТАД із точки ρ на прямій вітці в точку ρ_p на зворотній вітці механічної характеристики відповідає **реверсу** ТАД. Для виконання реверсу достатньо перевести перемикач Q на рис. 14.3-6, г, із одного положення в інше. Реверс приводить у підсумку до зміни напрямку обертання ротора ТАД. Узагалі на зворотну механічну характеристику ТАД може потрапити, якщо його відразу вмикають, поставивши перемикач Q з нейтрального положення в те, яке вказане на рис. 14.37.

Ще один спосіб гальмування ТАД — **динамічне гальмування**. Для такого гальмування обмотка статора відключається від трифазної мережі і вмикається в мережу однофазного змінного струму або в мережу постійного струму. В обох випадках магнітне поле обмотки статора

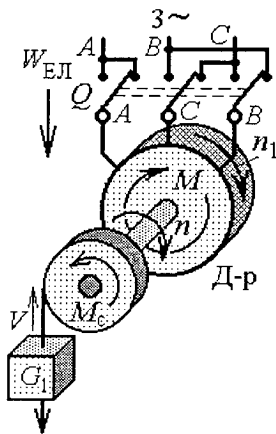


Рис. 14.37. Зворотнє вмикання ТАД

в просторі нерухоме і в провідниках обмотки ротора, що обертається, індуються ЕРС. Асинхронна машина працює як генератор у режимі короткого замикання, і створює електромагнітний момент, який є гальмовим.

14.11. Приклади розрахунку параметрів і характеристик ТАД

Приклад 14.1. ТАД має такі дані: номінальна напруга 220/380 В (фазна/лінійна) при частоті $f_1 = 50$ Гц; номінальне ковзання $s_{\text{ном}} = 0,05$; кількість пар полюсів $p = 6$; перевантажувальна здатність з обертового моменту $\lambda_M = 1,8$. Схема з'єднання обмотки статора — «зірка» (див. рис. 14.5, б). Вибрати лінійну напругу живильної мережі U_M і визначити частоту обертання n_1 поля статора, номінальну $n_{\text{ном}}$ і критичну $n_{\text{кр}}$ частоти обертання ротора.

Розрахунок. При з'єднанні обмоток статора «зіркою» $U_{\text{л}} = \sqrt{3} U_{\text{ф}}$, де $U_{\text{л}}$ і $U_{\text{ф}}$ — відповідно лінійна і фазна напруги обмотки статора. Тому лінійна напруга мережі $U_M = U_{\text{л}} = 380$ В.

Частоти обертання поля статора (14.1) і номінальна ротора (14.54):

$$n_1 = \frac{60 \cdot f_1}{p} = \frac{60 \cdot 50}{6} = 500 \text{ об/хв.};$$

$$n_{\text{ном}} = n_1 (1 - s_{\text{ном}}) = 500 (1 - 0,05) = 475 \text{ об/хв.}$$

Критичні ковзання (14.64) і частота обертання ротора (14.55):

$$s_{\text{кр}} = s_{\text{ном}} (\lambda_M + \sqrt{\lambda_M^2 - 1}) = 0,05 (1,8 + \sqrt{1,8^2 - 1}) = 0,165;$$

$$n_{\text{кр}} = n_1 (1 - s_{\text{кр}}) = 500 (1 - 0,165) = 417,5 \text{ об/хв.}$$

Приклад 14.2. ТАД має такі дані в номінальному режимі: потужність на валу $P_{2\text{ном}} = 22$ кВт; напруга 220/380 В (фазна/лінійна); ККД $\eta_{\text{ном}} = 0,9$; коефіцієнт потужності $\cos \varphi_{1\text{ном}} = 0,88$. Кратність пускового струму $k_{\text{пуск}} = 5,5$. Схема з'єднання обмоток статора — трикутник (див. рис. 14.5, в). Вибрати лінійну напругу живильної мережі U_M і визначити номінальні і пускові струми обмотки статора.

Розрахунок. При з'єднанні обмотки статора «трикутником» $U_{\text{л}} = U_{\text{ф}}$, тому лінійна напруга мережі $U_M = U_{\text{л}} = U_{\text{ф}} = 220$ В.

Номінальна потужність, що споживається двигуном із мережі, має на основі (14.37) і (14.44) два вирази:

$$P_{1\text{ном}} = \sqrt{3}U_{\text{л}} I_{\text{лном}} \cos \varphi_{1\text{ном}} \quad \text{і} \quad P_{1\text{ном}} = \frac{P_{2\text{ном}}}{\eta_{\text{ном}}}.$$

Зрівнюючи їх, маємо номінальні лінійний і фазний струми обмотки статора:

$$I_{\text{л ном}} = \frac{P_{2\text{ном}}}{\sqrt{3}U_{\text{л}} \eta_{\text{ном}} \cdot \cos \varphi_{1\text{ном}}} = \frac{22 \cdot 10^3}{\sqrt{3} \cdot 220 \cdot 0,9 \cdot 0,88} = 72,9 \text{ А};$$

$$I_{\text{ф ном}} = \frac{I_{\text{л ном}}}{\sqrt{3}} = \frac{72,9}{\sqrt{3}} = 41,7 \text{ А}.$$

Пускові лінійний і фазний струми обмотки статора двигуна:

$$I_{\text{лпуск}} = k_{\text{пуск}} I_{\text{лном}} = 5,5 \cdot 72,9 = 401 \text{ А};$$

$$I_{\text{фпуск}} = k_{\text{пуск}} I_{\text{фном}} = 5,5 \cdot 41,7 = 229 \text{ А}.$$

Приклад 14.3. ТАД вмикається в мережу з лінійною напругою $U_{\text{л}} = 380 \text{ В}$ і має такі дані в номінальному режимі: потужність на валу $P_{2\text{ном}} = 45 \text{ кВт}$; напруга 220/380 В (фазна/лінійна); частота обертання ротора $n_{\text{ном}} = 580 \text{ об/хв}$; ККД $\eta_{\text{ном}} = 0,9$; коефіцієнт потужності $\cos \varphi_{1\text{ном}} = 0,81$. Крім того, двигун має кратність пускового струму $k_{\text{пуск}} = 5,0$, а також перевантажувальну здатність з обертового моменту $\lambda_M = 1,8$. Визначити номінальну споживану потужність двигуна $P_{1\text{ном}}$; суму всіх втрат потужності в двигуні $P_{1\text{ном}}$; номінальний і пусковий струми обмотки статора; номінальний $M_{\text{ном}}$ і максимальний M_{max} обертальні моменти.

Розрахунок. Номінальна потужність, що споживається ТАД із мережі:

$$P_{1\text{ном}} = \frac{P_{2\text{ном}}}{\eta_{\text{ном}}} = \frac{45}{0,9} = 50 \text{ кВт}.$$

Сума всіх втрат у двигуні $\Delta P_{\text{ном}} = P_{1\text{ном}} - P_{2\text{ном}} = 50 - 45 = 5 \text{ кВт}$.

При заданій напрузі мережі $U_{\text{л}} = 380 \text{ В}$ фази обмотки статора з'єднуються «зіркою» (рис. 14.5, б). Тоді лінійний і фазний струми:

$$I_{\text{л ном}} = I_{\text{ф ном}} = \frac{P_{2\text{ном}}}{\sqrt{3}U_{\text{л}} \eta_{\text{ном}} \cos \varphi_{1\text{ном}}} = \frac{45 \cdot 10^3}{\sqrt{3} \cdot 380 \cdot 0,9 \cdot 0,81} = 93,8 \text{ А}.$$

Пускові струми: $I_{\text{лпуск}} = I_{\text{фпуск}} = k_{\text{кпуск}} I_{\text{л ном}} = 5,0 \cdot 93,8 = 469 \text{ А}$.

Номінальний і максимальний обертальні моменти із (14.38) і (14.62):

$$M_{\text{ном}} = 9,55 \cdot \frac{P_{2\text{ном}}}{n_{\text{ном}}} = 9,55 \cdot \frac{45 \cdot 10^3}{580} = 741 \text{ Н} \cdot \text{м};$$

$$M_{\text{max}} = \lambda_M M_{\text{ном}} = 1,8 \cdot 741 = 1334 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Приклад 14.4. ТАД має дані у номінальному режимі: потужність на валу $P_{2\text{ном}} = 15 \text{ кВт}$; частота обертання поля статора $n_1 = 1500 \text{ об/хв}$; ковзання $s_{\text{ном}} = 0,05$. Перевантажувальна здатність з обертального моменту $\lambda_M = 2,5$. Розрахувати і побудувати залежність обертального моменту від ковзання $M(s)$, визначити пусковий обертальний момент $M_{\text{пуск}}$ і його кратність $k_{\text{пуск}}$ відносно номінального моменту.

Розрахунок. Для практичних розрахунків залежність $M(s)$ при $U_M = \text{const}$ визначається формулою Клосса (14.59):

$$M = \frac{2 \cdot M_{\text{max}}}{s/s_{\text{кр}} + s_{\text{кр}}/s} = \frac{2 \cdot 250}{s/0,24 + 0,24/s} = \frac{500}{s/0,24 + 0,24/s} \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Для цієї формули попередньо обчислені наступні величини:

– критичне ковзання (14.64):

$$s_{\text{кр}} = s_{\text{ном}} (\lambda_M + \sqrt{\lambda_M^2 - 1}) = 0,05 (2,5 + \sqrt{2,5^2 - 1}) = 0,24;$$

– номінальна частота обертання двигуна (14.54):

$$n_{\text{ном}} = n_1 (1 - s_{\text{ном}}) = 1500 (1 - 0,05) = 1425 \text{ об/хв};$$

– номінальний і максимальний обертальні моменти із (14.38) і (14.62):

$$M_{\text{ном}} = 9,55 \cdot \frac{P_{2\text{ном}}}{n_{\text{ном}}} = 9,55 \cdot \frac{15 \cdot 10^3}{1425} = 100 \text{ Н} \cdot \text{м};$$

$$M_{\text{max}} = \lambda_M M_{\text{ном}} = 2,5 \cdot 100 = 250 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Задаючи значення s від 0 до 1, необхідно визначити значення обертального моменту за формулою Клосса. При цьому на ділянці зі стійким режимом роботи двигуна ($0 \leq s \leq s_{\text{кр}}$), достатньо мати чотири точки при:

$$s = 0; \quad s = s_{\text{ном}}; \quad s_{\text{ном}} \leq s \leq s_{\text{кр}}; \quad s = s_{\text{кр}}.$$

На ділянці залежності $M(s)$ з нестійкими режимами роботи ТАД $s_{кр} < s \leq 1$ можна задати значення ковзання s : 0,3; 0,4; 0,6; 0,8; 1.

Результати розрахунку зведені в табл. 14.2.

Таблиця 14.2. Розрахункові дані залежності $M(s)$

s	0	$s_{ном}=0,05$	0,1	$s_{кр}=0,24$	0,3	0,4	0,6	0,8	1,0
$M, \text{Н}\cdot\text{м}$	0	100	178	250	244	221	172	137	113

Пусковий момент двигуна $M_{пуск} = 113 \text{ Н}\cdot\text{м}$ визначається при $s = 1$, тоді кратність цього моменту (14.65):

$$k_{пуск} = \frac{M_{пуск}}{M_{ном}} = \frac{113}{100} = 1,13.$$

За даними табл. 14.2 на рис. 14.38 зображена залежність $M(s)$.

Приклад 14.5. ТАД має такі номінальні дані: потужність на валу $P_{2ном} = 11 \text{ кВт}$; частота обертання ротора $n_{ном} = 940 \text{ об/хв}$. Перевантажувальна здатність з обертового моменту $\lambda_M = 2,5$. Розрахувати і побудувати в одній координатній системі три механічні характеристики — залежності частоти обертання ротора від обертового моменту $n(M)$ за таких умов:

а) природну механічну характеристику при напрузі мережі

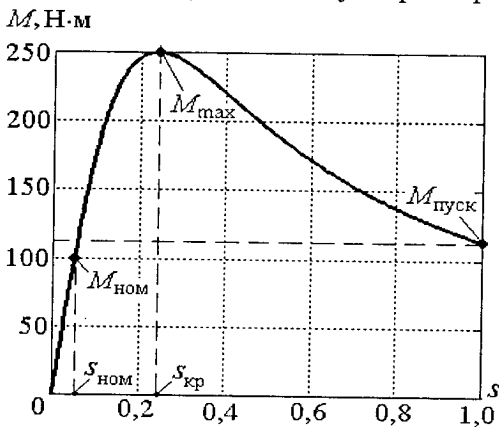


Рис. 14.38. Розрахункова механічна характеристика ТАД (внутрішня)

$U_M = 380 \text{ В}$, а також визначити з неї діапазон частот обертання ротора, при яких можлива стійка робота двигуна;

б) штучну механічну характеристику при зниженні напруги живильної мережі на 10 %, тобто при $U = 0,9U_M$;

в) штучну механічну характеристику, якщо сумарний активний опір у кожній фазі обмотки ротора стає вдвічі більшим,

ніж у двигуна, для якого розраховані попередні характеристики, тобто $R_2' = 2R_2$ (це можливо, якщо даний двигун є двигуном з фазним ротором (див. рис. 14.9) і тоді у фазу обмотки ротора можна увімкнути регульовальні реостати з опорами R_p , рівними R_2); при цьому індуктивний опір фаз обмотки ротора X_{20} із (14.32) не змінюється; напругу мережі вважати рівною U_M .

Розрахунок. Із відомого ряду значень (див. табл. 12.1), беремо найближче згори до заданого $n_{\text{НОМ}} = 940$ об/хв. значення частоти обертання магнітного поля $n_1 = 1000$ об/хв. Тоді номінальне ковзання за (14.5):

$$s_{\text{НОМ}} = \frac{n_1 - n_{\text{НОМ}}}{n_1} = \frac{1000 - 940}{1000} = 0,06.$$

Критичне ковзання (14.64):

$$s_{\text{кр}} = s_{\text{НОМ}} (\lambda_M + \sqrt{\lambda_M^2 - 1}) = 0,06 (2,5 + \sqrt{2,5^2 - 1}) = 0,288.$$

Номінальний і максимальний обертальні моменти із (14.38) і (14.62):

$$M_{\text{НОМ}} = 9,55 \frac{P_{2\text{НОМ}}}{n_{\text{НОМ}}} = 9,55 \cdot \frac{11 \cdot 10^3}{940} = 112 \text{ Н} \cdot \text{м};$$

$$M_{\text{max}} = \lambda_M \cdot M_{\text{НОМ}} = 2,5 \cdot 112 = 280 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Природну механічну характеристику $n(M)$ при $U_M = \text{const}$ отримуємо шляхом окремих розрахунків частоти обертання і обертального моменту на основі виразів, у які входить один аргумент — ковзання s :

$$n = n_1 (1 - s) = 1000(1 - s) \text{ об/хв};$$

$$M = \frac{2 \cdot M_{\text{max}}}{s/s_{\text{кр}} + s_{\text{кр}}/s} = \frac{2 \cdot 280}{s/0,288 + 0,288/s} = \frac{560}{s/0,288 + 0,288/s} \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Тепер, щоб отримати природну механічну характеристику, достатньо задати ряд значень s від 0 до 1 і виконати розрахунки за наведеними формулами. Значення ковзання s для механічної характеристики вибираються таким же чином, як і в прикладі 14.4. До того ж, завжди треба робити розрахунок для значень ковзання $s_{\text{НОМ}}$ і $s_{\text{кр}}$.

Результати розрахунку зведені до табл. 14.3, де ще додано значення $s'_{кр} = 0,576$, яке визначимо далі ($s'_{кр}$ важливо для однієї із штучних характеристик). За даними табл. 14.3 на рис. 14.39 побудована природна механічна характеристика $n(M)$ при $U = U_m$ і $R_p = 0$.

Таблиця 14.3. Розрахункові дані механічних характеристик

s	0	0,06	0,1	0,2	0,288	0,4	0,576	0,6	0,8	1,0
n , об/хв	1000	940	900	800	712	600	434	400	200	0
M , Н·м при $U = U_m$; $R_p = 0$	0	112	173	262	280	265	223	218	178	149
M , Н·м при $U = 0,9U_m$; $R_p = 0$	0	90	140	212	227	215	201	177	144	120
M , Н·м при $U = U_m$; $R_p = R_2$	0	58	94	173	223	262	280	278	265	242

Щоб отримати штучну механічну характеристику при зниженні напруги живильної мережі на 10 %, тобто при $U = 0,9U_m$, скористаємося такими ж формулами, що і в попередньому випадку для природної механічної характеристики. Але при цьому треба урахувувати те, що максимальний обертальний момент змінюється в залежності від цієї напруги таким чином (14.56):

$$M'_{max} = \left(\frac{U}{U_m}\right)^2 \cdot M_{max} = \left(\frac{0,9U_m}{U_m}\right)^2 \cdot M_{max} =$$

$$= 0,81 \cdot M_{max} = 0,81 \cdot 280 = 227 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Тобто штучна механічна характеристика за таких умов визначається для тих же значень ковзання s і частоти обертання n розрахунком обертального моменту за формулою (як відомо з (14.52), значення $s_{кр}$ не залежить від напруги):

$$M = \frac{2 \cdot M'_{max}}{s/s_{кр} + s_{кр}/s} = \frac{2 \cdot 227}{s/0,288 + 0,288/s} = \frac{454}{s/0,288 + 0,288/s}$$

Результати розрахунків зведені в табл. 14.3. За її даними на рис. 14.39 зображена штучна механічна характеристика $n(M)$ при $U = 0,9U_m$ і $R_p = 0$.

Ця і попередня механічна характеристики отримані за умови, що фази обмотки ротора мають тільки свій активний опір R_2 , тобто немає ніяких додаткових опорів ($R_p = 0$).

Щоб отримати штучну механічну характеристику при введенні в фази обмотки ротора регулювальних реостатів із опорами $R_p = R_2$, скористаємося такими ж формулами, як і у випадку для природної механічної характеристики. Але при цьому треба враховувати те, що змінюється критичне ковзання, яке тепер визначається за відомою формулою (14.70).

Тому, при додаванні до R_2 опору регулювального реостата $R_p = R_2$ і збереженні індуктивного опору фази обмотки статора X_{20} , складемо пропорцію:

$$\frac{s'_{кр}}{s_{кр}} = \left(\frac{R_2 + R_p}{X_{20}} \right) / \left(\frac{R_2}{X_{20}} \right),$$

і отримаємо нове значення критичного ковзання для даної штучної механічної характеристики, тобто:

$$s'_{кр} = \frac{R_2 + R_p}{R_2} \cdot s_{кр} = \frac{R_2 + R_2}{R_2} \cdot s_{кр} = 2 \cdot s_{кр} = 2 \cdot 0,288 = 0,576.$$

При цьому максимальний обертальний момент M_{max} (14.56) не залежить від R_2 та R_p і зберігається таким, як і для природної механічної характеристики (йому тепер буде відповідати нове значення критичного ковзання $s'_{кр}$). Відзначимо, що ця штучна механічна характеристика розраховується при напрузі живлення $U = U_m$.

Таким чином, штучну механічну характеристику при визначених умовах ($R_p = R_2$, $U = U_m$) отримуємо для тих же значень ковзання s і частоти обертання n , що і в попередніх випадках, розраховуючи обертальний момент за модифікованою формулою:

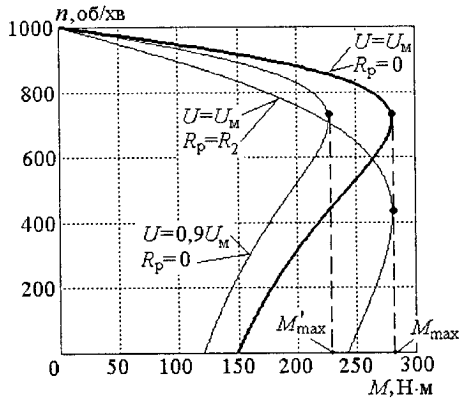


Рис. 14.39. Розрахункові механічні характеристики ТАД (зовнішні)

$$M = \frac{2 \cdot M_{max}}{s/s'_{кр} + s'_{кр}/s} = \frac{2 \cdot 280}{s/0,576 + 0,576/s} = \frac{560}{s/0,576 + 0,576/s} \text{ Н} \cdot \text{м.}$$

Результати розрахунків зведені в табл. 14.3 і за її даними на рис. 14.39 зображена штучна механічна характеристика $n(M)$ при $U = U_m$ і $R_p = R_2$.

Відзначимо, що на рис. 14.39 виникли такі самі зміни в характеристиках, які раніше були показані на рис. 14.27, 14.28, 14.30 і 14.31. А ще треба мати на увазі, що розрахункові механічні характеристики в зоні нижче критичної частоти обертання можуть відрізнятися від реальних, як це зазначено на рис. 14.24.

Запитання для самоконтролю

1. Зобразіть конструкцію ТАД і поясніть призначення його елементів.
2. Які основні два типи виконання обмотки ротора притаманні ТАД?
3. Яким чином можна подати структуру обмотки статора ТАД?
4. Як створюється обертове магнітне поле в ТАД?
5. У чому полягає принцип дії ТАД?
6. Що називають ковзанням асинхронної машини, і які його значення притаманні різним режимам роботи цієї машини?
7. Чому частоти електричних величин статора і ротора ТАД відрізняються?
8. Яким чином створюється електромагнітний момент у ТАД і від яких параметрів він залежить?
9. Запишіть рівняння рівноваги напруг і струмів в обмотках ТАД і поясніть фізичний зміст складових цих рівнянь.
10. Поясніть структуру векторної діаграми електричних величин ТАД.
11. Як визначаються корисна та витрачена потужності ТАД?
12. Які втрати потужності виникають в асинхронному двигуні при його роботі?
13. Зобразіть природну механічну характеристику асинхронного двигуна і зазначте на ній точки, які відповідають неробочому ходу, пуску, номінальному режиму та максимальному навантаженню.

14. Вкажіть на механічній характеристиці ТАД ділянки, які відповідають стійкій та нестійкій роботі двигуна, а також ділянку допустимих навантажень.
15. Якими параметрами визначаються критичне ковзання та максимальний момент ТАД?
16. Як змінюється механічна характеристика ТАД при зміні напруги живильної мережі, а також при введенні додаткового опору в фази обмотки ротора?
17. У чому полягає проблема пуску ТАД і які способи пуску використовуються для асинхронних двигунів з короткозамкненим і фазним роторами?
18. Зобразіть робочі характеристики ТАД та поясніть їхній характер.
19. Якими способами можна регулювати частоту обертання ротора двигуна з короткозамкненим і фазним роторами?
20. Які способи електричного гальмування ТАД Ви знаєте і в чому їхня сутність?
21. Яким способом змінюють напрямок обертання ротора трифазного асинхронного двигуна?
22. Які параметри ТАД звичайно надаються у його паспортних даних?

15. ТРИФАЗНІ СИНХРОННІ МАШИНИ

15.1. Загальні поняття

Синхронна машина (СМ) — це машина змінного струму, принцип дії якої побудований на взаємодії магнітних полів ротора і статора, що обертаються з однаковою частотою (синхронно).

Застосовують СМ головним чином для перетворення механічної енергії первинних двигунів в електричну, тобто як генератори електричної енергії змінного струму. Трифазні синхронні генератори виробляють практично всю електроенергію, яка надходить до електроенергетичних систем усього світу. Так на рис. 15.1 надано гідрогенератор: такі машини приводяться до руху водяними турбінами і встановлюються, відповідно, на

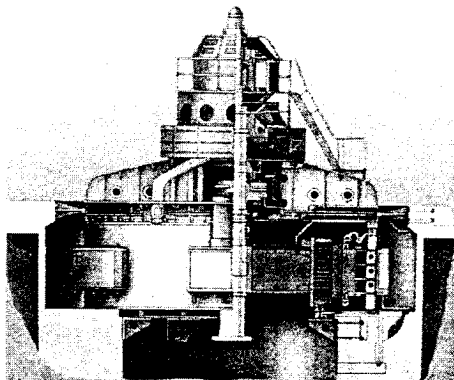


Рис. 15.1. Гідрогенератор

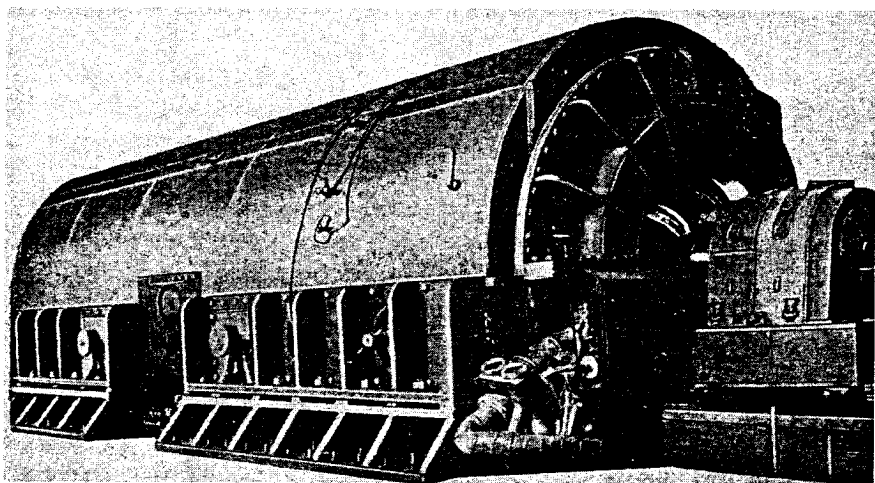


Рис. 15.2. Турбогенератор великої потужності

гідроелектростанціях. На рис. 12.1, в, і рис. 15.2 показано турбогенератори дуже великої потужності (порядку сотень МВ·А): вони встановлюються на теплових та атомних електростанціях і приводяться до руху паровими турбінами. Габаритні розміри турбогенераторів та гідроенераторів сягають порядку 10...20 метрів. Порівняно невелика частка електроенергії виробляється синхронними й іншими генераторами, встановленими на мобільних установках (локомотивах, автомобілях, тракторах, літаках, кораблях і ін.). На рис. 15.3 показано синхронний генератор потужності порядку сотень кВ·А для використання на тепловозах. На рис. 15.4 зображено генератор відносно невеликої потужності, призначений для використання в автономних електромережах різного призначення. Взагалі, синхронні генератори виконуються як на відносно малі (1 кВт і менше), так і на великі потужності — до тисячі МВт (мегаватт).

СМ використовують і як електродвигуни, хоча і меншою мірою, ніж електродвигуни інших типів. Технічно й економічно обґрунтована нижня межа номінальних потужностей синхронних двигунів складає 500...600 кВт. Хоча, в принципі, діапазон

можливих потужностей синхронних двигунів дуже широкий, але практично обмежений зверху через обмежені вимоги механізмів

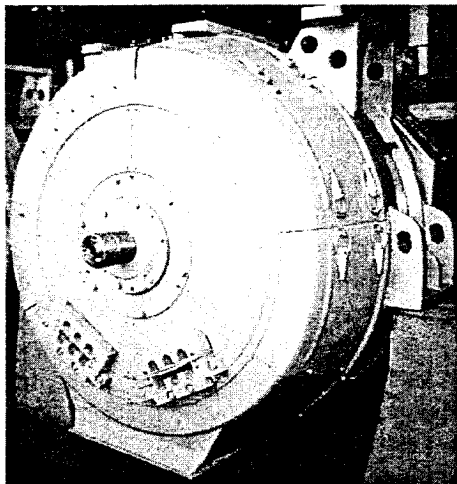


Рис. 15.3. Тяговий синхронний генератор

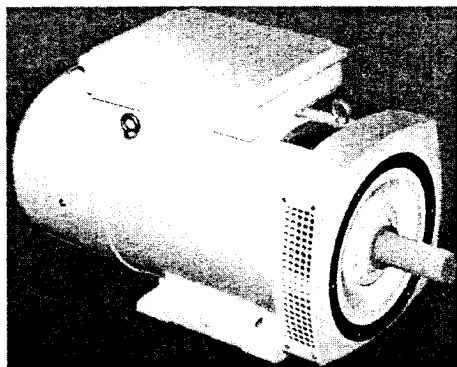


Рис. 15.4. Синхронний генератор невеликої потужності

та пристроїв, що приводяться до руху. Більшість синхронних двигунів випускається як машини загального призначення. Але є серії й типи синхронних двигунів, призначених для конкретних типів механізмів: компресорів, різного роду млинів, вентиляторів, гумозмішувачів та грануляторів, екскаваторних агрегатів тощо.

У синхронних двигунах частота обертання ротора при постійній частоті струму в обмотці статора зберігається постійною поза залежністю від навантаження на їхньому валу. В одних випадках це є важливою перевагою для користувачів, у інших стає проблемою через складний пуск таких двигунів.

СМ мають також специфічне застосування як компенсатори реактивної потужності в електроенергетичних системах, що в цілому підвищує надійність роботи таких систем, зменшує втрати енергії в лініях електропередачі та полегшує умови роботи генераторів на електростанціях.

СМ можуть бути як однофазними, так і багатофазними. На електростанціях і в промислових установках найбільш розповсюджені трифазні синхронні машини — генератори і двигуни відповідно. СМ з більшою кількістю фаз також використовуються, але значно рідкіше. Однофазні синхронні двигуни належать, як правило, до мікро двигунів, і мають власні специфічні конструкції.

15.2. Будова трифазної синхронної машини

Як і інші електричні машини, трифазна синхронна машина оборотна, тобто один і той же її екземпляр може працювати в різних режимах. Її конструкція досить універсальна і, перш за все, залежить від рівня потужності і частоти обертання ротора. Конструкція СМ подана на рис. 15.5 і рис. 15.6.

СМ складається з нерухомого статора й обертового ротора у середині першого. Ротор і статор механічно взаємопов'язані через підшипники 1 і 2, а в активній частині їх розділяє повітряний проміжок.

Механічна основа **статора** — корпус 3 у вигляді полого циліндру. У нижній частині до корпусу приварені лапи 4, що слугують для кріплення машини на фундаменті. З торців до корпусу примикають і кріпляться болтами підшипникові щити 5, що утримують підшипники за допомогою підшипникових кришок 6. Для транспортування машини на корпусі є рим-болти 7. Для проходу

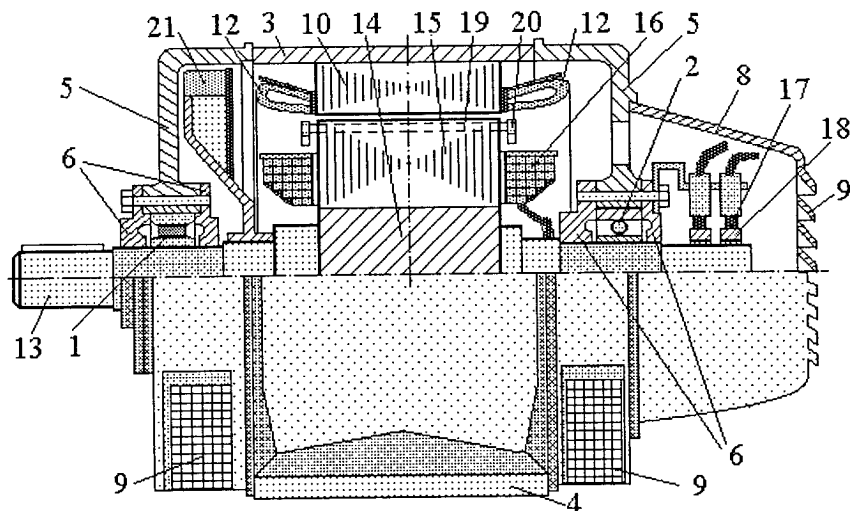


Рис. 15.5. Будова СМ: поздовжній розріз

крізь неї охолоджувального повітря на підшипникових щитах і захисному ковпаку 8 встановлено жалюзі 9.

У корпусі закріплено шихтоване осердя статора 10, аналогічне зображеному на рис. 14.6, а. У його пазах розташовані мідні ізолювані провідники 11 обмотки статора, які з'єднуються лобовими частинами 12 в секції (як на рис. 12.4, б). Секції у свою чергу з'єднуються одна з одною і створюють фазні обмотки (як на рис. 14.6, б). У трифазній СМ кількість фазних обмоток дорівнює відповідно трьом, ці обмотки просторово розташовані по дузі окружності статора зі зсувом на 120 електричних градусів (12.20).

Фазні обмотки з'єднуються одна з одною, наприклад, за

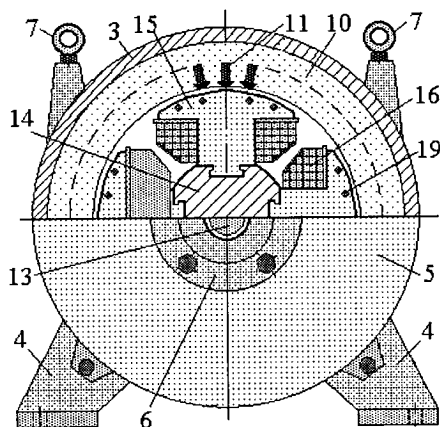


Рис. 15.6. Будова СМ: поперечний розріз

схемою «зірка» (рис. 15.7) і їхні зовнішні виводи U , V , W вмикаються в трифазну мережу. Можлива наявність і нейтрального проводу N .

Обмотка статора може бути двохполюсною ($p = 1$, як на рис. 12.7, а, і рис. 12.9), чотириполюсною ($p = 2$ — рис. 12.7, б, і рис. 12.11) та з більшою кількістю пар полюсів. У цілому схема обмотки статора СМ може відповідати, приміром, рис. 14.12.

Таким чином, можна констатувати, що активна електромагнітна частина статора, до якої належить осердя й обмотка, аналогічна

на активній частині статора трифазного асинхронного двигуна.

Ротор СМ являє собою електромагнітну систему постійного струму з обмоткою, що має ту ж кількість полюсів, що і трифазна обмотка статора. Конструкція ротора може бути неявно- або явнополюсною.

На рис. 15.5 і 15.6 ротор є **явнополюсним** і має $2p = 4$ полюсів. Механічна основа ротора — вал 13. В активній частині він утворює масивне ярмо 14, на якому кріпляться масивні або шихтовані сталеві полюси 15, що мають прямокутний переріз і закінчуються наконечниками.

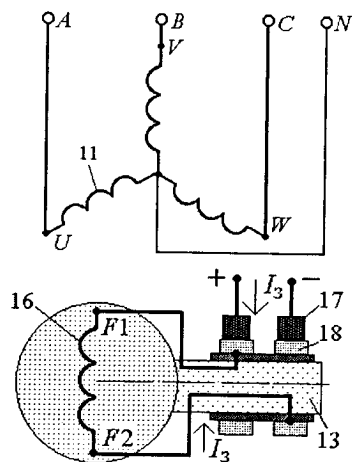


Рис. 15.7. Схематичне подання електричних кіл обмоток СМ

На полюсах закріплюються багатовиткові котушки 16 з мідного ізолюваного проводу. Ці котушки з'єднані одна з одною послідовно і створюють обмотку збудження. Щітки 17, закріплені на статорі, і контактні кільця 18, встановлені на валу, створюють ковзні електричні контакти. Через них обмотка збудження $F1 - F2$ живиться постійним струмом I_3 від якого-небудь зовнішнього джерела, що схематично показано на рис. 15.7. Таким джерелом може бути й сам генератор, мала частка електроенергії якого через випрямляч подається на обмотку збудження (генератор з самозбудженням). Може використовуватися для збудження генератор постійного струму відносно малої потужності, який встановлюється на одному валу з синхронною машиною.

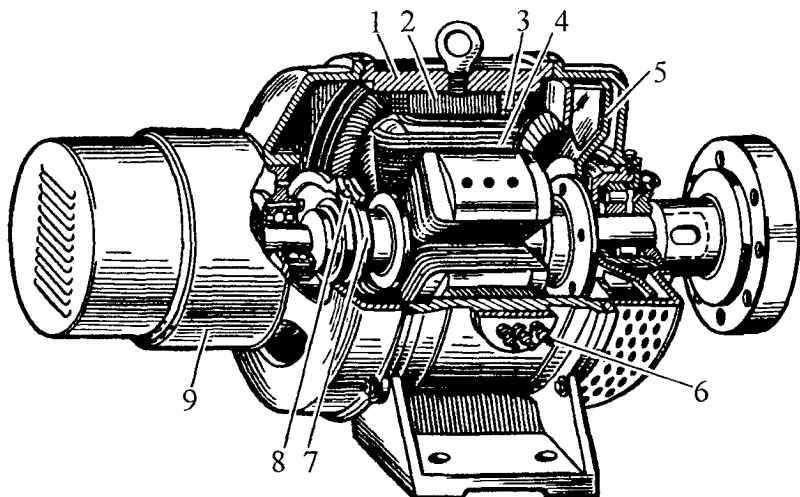


Рис. 15.8. СМ з явнополюсним ротором

У СМ можливе і безщіткове збудження (в машинах малої потужності полюса ротора є постійними магнітами, у крупних машинах обмотка збудження живиться від спеціальної системи збудження, встановленої на роторі).

У багатьох синхронних машин на роторі, крім обмотки збудження, є ще мідна або латунна заспокійлива (демпферна) обмотка, що сприяє загасанню коливань ротора при неусталених режимах синхронної машини, а також забезпечує асинхронний пуск синхронних двигунів. Конкретно, в наконечниках полюсів ротора розташовані стрижні 19 цієї обмотки (див. рис. 15.5 і 15.6), які в торцях замкнені на перемички 20 (отримується своєрідна короткозамкнена обмотка, подібна тій, вже розглядалася в асинхронних двигунах).

На валу ротора ще встановлюється вентилятор 21, який забезпечує охолодження машини потоком повітря.

Явнополюсні ротори застосовують у порівняно тихохідних СМ, якими можуть бути гідрогенератори і дизель-генератори, розраховані на частоту обертання 1500, 1000, 750 і нижче обертів на хвилину при частоті змінного струму 50 Гц.

Об'ємне розкрите зображення явнополюсної СМ відносно невеликої або середньої потужності подано на рис. 15.8, де 1 –

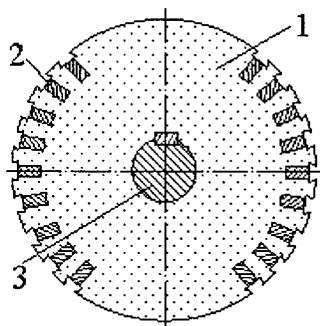


Рис. 15.9. Неявинопольсний ротор СМ

із вуглецевої або легованої сталі з пазами 2, які профрезеровані на його поверхні. У ці пази укладені і надійно закріплені клинками провідники обмотки збудження, яка живиться за тією ж схемою, що і явнопольсний ротор. Вал 3 неявинопольсного ротора може бути основою осердя 1 або бути частиною єдиної його конструкції. Електромагнітна система неявинопольсного синхронного генератора вже подавалась на рис. 12.13 і рис. 12.14.

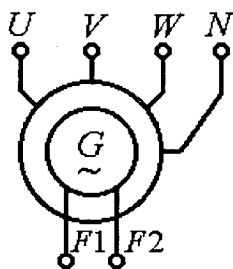


Рис. 15.10. Умовне позначення СМ як трифазного синхронного генератора з чотирма виводами обмотки статора і неявинопольсним ротором подано на рис. 15.10.

корпус; 2 – осердя статора; 3 – обмотка статора; 4 – ротор; 5 – вентилятор; 6 – виводи обмоток; 7 – контактні кільця; 8 – щітки; 9 – збуджувач.

У швидкохідних СМ – турбогенераторах (рис. 12.1, в, і рис. 15.1) при високих значеннях частоти обертання $n = 1500$ об/хв. ($2p = 4$) і $n = 3000$ об/хв. ($2p = 2$) застосовуються неявинопольсні ротори.

Неявинопольсний ротор подано на рис. 15.9 і в даному випадку він відповідає двокопольсній СМ. Це циліндр 1

Обмотка збудження, розташована на роторі, створює в СМ основний магнітний потік. Структура силових ліній цього потоку, наприклад, для двокопольсного варіанта аналогічна поданому на рис. 12.6, б, – це явнопольсна конструкція; більш докладно структура поля збудження зображена на рис. 12.13 – це неявинопольсна конструкція.

Приклад умовного позначення СМ як трифазного синхронного генератора з чотирма виводами обмотки статора і неявинопольсним ротором подано на рис. 15.10.

15.3. Робота трифазної синхронної машини в режимі генератора

Щоб вироблялася електроенергія змінного струму з частотою f , ротор СМ, що має p пар копольсів, необхідно обертати

первинним двигуном з кутовою швидкістю $\Omega_0 = \frac{2\pi f}{p}$ або з частотою обертання в об/хв.:
$$n = \frac{60f}{p}. \quad (15.1)$$

Другою обов'язковою умовою роботи СМ є наявність основного магнітного потоку, який пронизує обмотку статора. Цей потік Φ_0 створюється обмоткою збудження ротора, яку необхідно живити постійним струмом I_3 .

Обертання ротора приводить до перетинання провідників трифазної обмотки статора магнітними силовими лініями, в результаті чого в фазах цієї обмотки наводиться трифазна симетрична система ЕРС:

$$e_A = E_m \sin \omega t; \quad e_B = E_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}); \quad e_C = E_m \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}), \quad (15.2)$$

де E_m — амплітуда ЕРС; $\omega = 2\pi f$ — кутова частота.

Діюче значення фазної ЕРС, як і в асинхронній машині (14.29):

$$E = \frac{E_m}{\sqrt{2}} = 4,44 f \omega k_{об} \Phi_m, \quad (15.3)$$

де Φ_m — амплітуда основного магнітного потоку; $k_{об}$ — обмотковий коефіцієнт; ω — кількість витків кожної фази обмотки статора.

У випадку, коли до виводів обмотки статора не підключене навантаження і вони розімкнуті, синхронний генератор (СГ) знаходиться в режимі неробочого ходу (НХ). Якщо при цьому змінювати струм збудження I_3 , буде змінюватися магнітний потік Φ_m і відповідно (15.3) змінюється ЕРС, яку при НХ позначимо через E_0 . Залежність $E_0(I_3)$ (рис. 15.11) при незмінній частоті обертання ротора називається характеристикою неробочого ходу. Її типовий вигляд пояснюється тими ж причинами, що і в генератора постійного струму (див. рис. 13.26, а), тобто $E_{зал}$ відповідає залишковому намагнічуванню осердя ротора, нелінійність спричинена насиченням сталі магнітопроводу, до якого належать осердя статора і ротора.

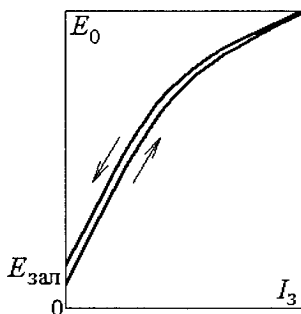


Рис. 15.11. Характеристика НХ СГ

Якщо до обмотки статора приєднати симетричне трифазне навантаження, то у фазних обмотках встановиться трифазна симетрична система змінних струмів:

$$\begin{aligned} i_A &= I_m \sin(\omega t - \psi); \quad i_B = I_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \psi); \\ i_C &= I_m \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \psi), \end{aligned} \quad (15.4)$$

які по відношенню до ЕРС (15.2) зсунуті за фазою на кут ψ через наявність реактивних опорів у навантаженні і самих фазних обмоток статора.

Обмотка статора з системою струмів (15.4) збуджує магнітне поле статора, яке в цілому характеризується магнітним потоком Φ_a . Це поле, у відповідності з розглянутими в підрозділі 12.4 явищами, буде обертатися з частотою n_1 (12.4), яка збігається з частотою обертання ротора (15.1). Тобто магнітні поля статора і ротора обертаються синхронно, звідки й виникла назва — синхронна машина. А в підсумку в СГ обертається єдине магнітне поле з синхронною частотою:

$$n_0 = \frac{60f}{p}. \quad (15.5)$$

Вплив магнітного поля статора на магнітне поле машини, як відмічено в підрозділі 12.6, прийнято називати **реакцією якоря**. Реакція якоря спотворює картину магнітного поля у порівнянні з її виглядом при неробочому ході генератора, що приводить до ослаблення або посилення збудження машини в залежності від величини і характеру приєданого навантаження. Тому, при зміні струму навантаження СГ, для підтримання на затискачах обмотки статора заданої напруги необхідно змінювати магнітний потік обмотки збудження за допомогою регулювання її струму.

При активно-індуктивному навантаженні (R, L) поле реакції якоря ослаблює основний потік і ЕРС машини. При визначеній величині активно-ємнісного навантаження (R, C) можливо збільшення результуючого магнітного поля і, отже, ЕРС синхронної машини.

Наведемо приклади параметрів синхронних генераторів.

Синхронні генератори для автономної роботи серії ОС виконуються на потужності 4..100 кВт і напругу 230/400 В, вони мають

ККД (80,0..91,5)%; частоту обертання 1500 об/хв.; серії СГД2 — на потужності 630 і 800 кВт при напругах 400 або 6300 В і ККД (93,7..94,5)%, частота обертання 375 об/хв.

Потужні турбогенератори для електростанцій серії Т з повітряним охолодженням мають потужності у межах 2,5-20 МВт і напруги 3,15, 6,3 і 10,5 кВ, ККД (97,2..97,6)%. Найпотужніші турбогенератори серії ТВВ з водне-водяним охолодженням мають потужності 160..1200 МВт, напруги 18, 15,75, 20 і 24 кВ, ККД (98,5..98,8)%.

15.4. Рівняння електричного стану, схема заміщення і векторна діаграма синхронного генератора

Основний магнітний потік Φ_0 ротора, як уже відзначено, створює в фазній обмотці статора ЕРС E_0 (15.3). На тій же основі повний потік самої обмотки статора Φ_a , який пронизує її фазну обмотку і має амплітуду Φ_{am} , створює в ній свою ЕРС з діючим значенням:

$$E_a = 4,44f\omega\Phi_{am}k_{об}. \quad (15.6)$$

Відомо, що у колах змінного струму дію магнітного потоку щодо створення ЕРС подають введенням індуктивності (1.8), (1.9) та індуктивного опору (3.22). У СМ індуктивний опір, що породжується магнітним потоком Φ_a , названо синхронним опором обмотки статора X_c .

Магнітний потік Φ_a створюється струмом обмотки статора I_s (тут позначення відповідає діючому значенню) і пропорційний йому. Тому й ЕРС E_a пропорційна цьому струму саме з коефіцієнтом X_c , що можна подати діючими та комплексними величинами:

$$E_a = X_c I_s; \quad \underline{E}_a = -jX_c \underline{I}_s, \quad (15.7)$$

де множник «-j» вносить відставання \underline{E}_a від \underline{I}_s , як і завжди ЕРС від магнітного потоку (рис. 8.36), на чверть періоду або на 90° .

Часто є зручним подати ЕРС (15.7) спадом напруги на індуктивному опорі (1.9), (3.23), (3.72). У даному випадку, по аналогії з (8.54), (8.55), спад напруги на індуктивному опорі X_c у діючих та комплексних величинах:

$$\underline{U}_a = E_a = X_c I_s; \quad \underline{U}_a = -\underline{E}_a = jX_c \underline{I}_s, \quad (15.8)$$

де множник « j » вносить природне випередження \underline{U}_a відносно \underline{I}_s на чверть періоду або на 90° .

Крім цих ЕРС в кожній фазній обмотці є спад напруги $R\underline{I}_s$ на активному опорі її фази, а на вихідних затискачах отримується напруга \underline{U} , прикладена до фазного навантаження з опором \underline{Z}_H .

Сукупність усіх величин відображена на рис. 15.12, а в електричній схемі заміщення фазної обмотки статора і їй відповідає рівняння рівноваги напруг:

$$\underline{U} = \underline{E}_0 + \underline{E}_a - R\underline{I}_s = \underline{E}_0 - \underline{U}_a - R\underline{I}_s = \underline{E}_0 - jX_c\underline{I}_s - R\underline{I}_s. \quad (15.9)$$

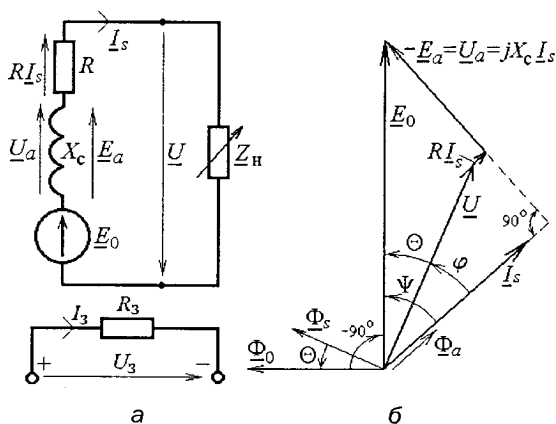


Рис. 15.12. Схема заміщення фази обмотки статора СГ та відповідна векторна діаграма

Фазові співвідношення струму, напруги, ЕРС і магнітних потоків фазної обмотки статора ілюструє векторна діаграма на рис. 15.12, б, загальні правила побудови якої відповідають рис. 8.36. Конкретно, вектори \underline{U} і \underline{I}_s проведені під фазовим зсувом φ , який задає характер навантаження \underline{Z}_H ; вектор $R\underline{I}_s$ паралельний \underline{I}_s , також як і вектор магнітного потоку $\underline{\Phi}_a$ (тут знехтуємо явище гістерезису); вектор ЕРС \underline{E}_a відстає за фазою від $\underline{\Phi}_a$ на $\pi/2$ (відповідно вектор \underline{U}_a випереджає \underline{I}_s на такий кут). Стиковка векторів \underline{U} , $R\underline{I}_s$ і \underline{U}_a на основі (15.9) дає вектор ЕРС \underline{E}_0 , а вектор магнітного потоку $\underline{\Phi}_0$ проведено так, щоб вектор \underline{E}_0 відставав від нього за фазою на $\pi/2$.

Сума потоків дає результуючий магнітний потік синхронного генератора в режимі навантаження:

$$\underline{\Phi}_s = \underline{\Phi}_0 + \underline{\Phi}_a. \quad (15.10)$$

Фазовий зсув між $\underline{\Phi}_s$ і $\underline{\Phi}_a$ називається кутом навантаження Θ , а якщо знехтувати звичайно мале значення $R\underline{I}_s$, то такий же кут буде між векторами \underline{E}_a і \underline{U} . Між векторами \underline{E}_a і \underline{I}_s утворився

фазовий зсув ψ , який визначається сукупністю активних і реактивних опорів навантаження й обмотки статора генератора та входить до виразу струмів (15.4).

На векторній діаграмі за умови $\varphi > 0$, що відповідає активно-індуктивному характеру навантаження, магнітний потік $\underline{\Phi}_a$ вищий розмагнічуючим, у результаті чого $\underline{\Phi}_s < \underline{\Phi}_0$. При $\varphi < 0$ і визначеному співвідношенні опорів навантаження і генератора потік $\underline{\Phi}_a$ може стати підмагнічуючим.

Часовим зсувам потоків на рис. 15.12, б, відповідають їхні просторові зсуви, що проілюстровано на прикладі простішої моделі двохполюсного генератора з одновитковими фазними обмотками статора (рис. 15.13). У цих обмотках вказані миттєві напрямки струмів і відповідний їм напрямок потоку Φ_a . Розташування ротора і напрямок струму в його обмотці встановлені такими, щоб його вісь намагнічування, по якій направлений потік Φ_0 , була зсунута на той же кут, що і за рис. 15.12, б між $\underline{\Phi}_a$ і $\underline{\Phi}_0$. Відповідний напрям на рис. 15.13 має і результуючий за (15.10) потік $\underline{\Phi}_s$ у статорі.

Через зсув Φ_0 і Φ_s силові лінії магнітного поля в проміжку витягнулись (рис. 15.13), як при зміщенні полюсів магнітів. Ротор генератора обертається у напрямку n під дією оберտального моменту M , що прикладений з боку первинного рушія, наприклад, парової турбіни. У тому ж напрямку обертається магнітне поле обмотки статора з частотою n_1 , причому в усталеному режимі і поле, і ротор мають спільну синхронну частоту обертання (15.5).

Через «натяг» силових ліній магнітного поля між статором і ротором виникає електромагнітний обертальний момент M_{EM} , який для ротора в генераторному режимі є гальмовим, що можна подати формулою, аналогічною (13.15).

Для синхронного генератора, як й для інших первинних і вторинних джерел електроенергії, однією з найважливіших є зовнішня характеристика — залежність $U(I)$ між напругою та струмом I , які віддаються на навантаження. Хоча це має сенс лише у випадку роботи генератора на

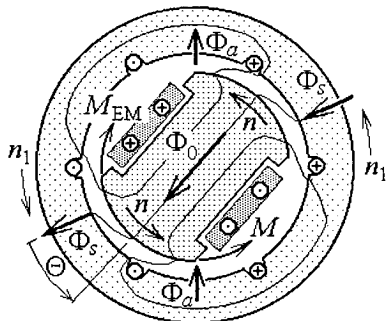


Рис. 15.13. Фізична модель СГ

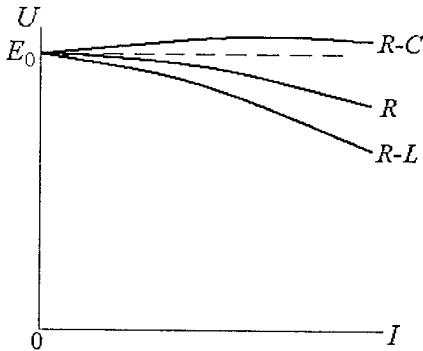


Рис. 15.14. Зовнішня характеристика СГ при роботі на автономне навантаження

дуктивному $R-L$ та активно-емнісному $R-C$ навантаженні поданий на рис. 15.14. Очевидно, щоб підтримувати напругу на постійному рівні, треба змінювати ЕРС E_0 , змінюючи магнітний потік збудження зміною струму збудження, що відповідає рис. 15.11 та (15.3).

У випадку роботи синхронного генератора на електромережу дуже великої потужності (набагато більшої, ніж потужність даного генератора), він один не може змінити напругу цієї мережі, тому тут $U = \text{const}$. У такому випадку при зміні обертового моменту на валу генератора M (тобто при зміні потужності генератора) відбуваються відповідні зміни кута навантаження Θ (рис. 15.12, б) і супутні зміни струму I_s для встановлення балансу напруги U та ЕРС E_0 за формулою (15.9). Таким чином, слідом зі зміною механічної потужності на валу $P_1 = \Omega_0 M = \frac{M n_1}{9,55}$ відповідно змінюється електрична потужність $P_2 = 3UI \cos\phi$, яка віддається навантаженню.

15.5. Робота трифазної синхронної машини в режимі двигуна

Синхронні двигуни, як правило, виконуються з явнополюсною конструкцією ротора, що відповідає розглянутому для СМ відповідних потужності та частоти обертання. Зовнішній вигляд одного з синхронних двигунів достатньо великої потужності поданий на рис. 15.15.

автономне навантаження, як на рис. 15.12, а. Відповідно формулі (15.9) і векторній діаграмі на рис. 15.12, б напруга повинна змінюватися при зміні струму I , який одночасно є і струмом I_s , але це по різному відбувається в залежності від фазового зсуву між U та I . А цей зсув встановлюється виключно залежно від характеру навантаження Z_N . Типовий вигляд зовнішніх характеристик при активному R , активно-ін-

У двигунному режимі обмотка статора повинна бути підключеною до трифазної мережі змінного струму, забезпечуючи збудження магнітного поля, що обертається з частотою n_1 , визначеною формулою (12.4). Для існування електромагнітного обертального моменту, що діє на ротор, його обмотка збудження

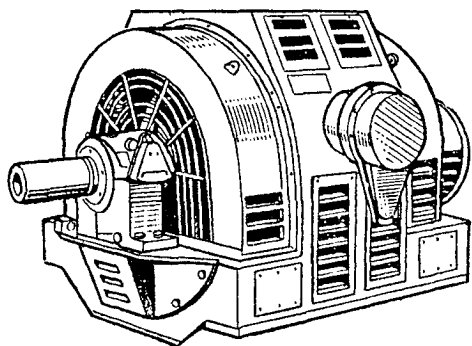


Рис. 15.15. Синхронний двигун

повинна живитися від джерела постійного струму і збуджувати магнітне поле, силові лінії якого зчеплені з обмоткою статора. Схема вмикання трифазного синхронного двигуна зображена на рис. 15.16, де умовне позначення ротора відповідає явнополюсному варіанту. Тут у робочому режимі перемикач $Q2$ знаходиться в положенні «Р».

Взаємодія магнітних полів статора і ротора приводить до створення електромагнітного моменту. Тяжіння різнойменних полюсів полів статора і ротора забезпечує їхню жорстку силову зв'язку, тому ротор вимушено обертається з частотою n синхронно з полем статора.

Такий принцип дії проілюструємо за допомогою моделі СМ у двигунному режимі на рис. 15.17, яка аналогічна моделі на рис. 15.13. Тут на рис. 15.17 при зазначених миттєвих напрямках струмів в обмотці статора отримується позначений напрямок створеного нею магнітного потоку Φ_a . При подальшій зміні струмів (15.4) магнітне поле статора обертається в указаному напрямку n_1 . Магнітний потік ротора Φ_0 , створений його обмоткою, спрямований за віссю ротора і для обмотки статора отримується результуючий магнітний потік Φ_s .

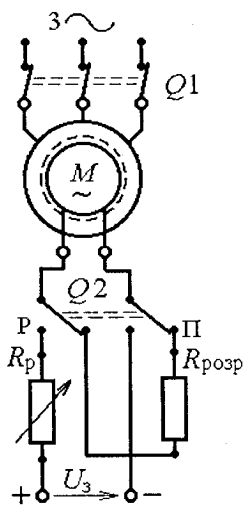


Рис. 15.16. Схема вмикання синхронного двигуна

Через зсув потоків Φ_s і Φ_0 на кут навантаження Θ у проміжку машини відбувається витягування магнітних силових ліній. Їхній «натяг» призводить до виникнення електромагнітного моменту M_{EM} , що діє на ротор у напрямку обертання магнітного поля. При-

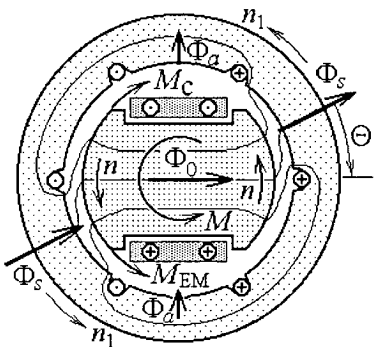


Рис. 15.17. Фізична модель синхронного двигуна

родно, що ротор обертається слідом за полем і вони мають в установленому режимі загальну синхронну частоту обертання n_0 (15.5).

Під дією моменту M_{EM} з вала двигуна механізму передається обертальний момент M і їхнє співвідношення відповідає (13.16). Рухий обертальний момент M урівноважується гальмовим моментом опору M_c з боку механізму.

Незважаючи на порівняну простоту принципу дії, запуск синхронного двигуна спряжений з про-

блемами. Справа у тому, що при вмиканні обмотки статора в мережу (рис. 15.16) її магнітне поле практично миттєво набуває частоти обертання n_0 (15.5). Ротор же не може миттєво набрати таку ж частоту обертання через механічну інерцію. Тому безперервна зміна взаємних позицій полюсів магнітного поля статора і полюсів ротора приводить до «смикання» останнього то в один, то в інший бік.

Щоб запустити ротор до нормального обертання, йому необхідно надати початкову кутову швидкість, близьку до кутової швидкості обертання поля статора. Розгін здійснюється частіше за все як у асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором і при цьому працює заспокійлива обмотка, розташована в наконечниках полюсів ротора (рис. 15.6).

Після розгону обмотка збудження підключається до джерела живлення, в результаті чого ротор «доходить» до *синхронної швидкості*, долаючи лише незначне відставання, властиве асинхронному руху (див. підрозд. 14.4). В момент пуску, уникаючи перенапруження в обмотці ротора (в ній буде індукуватися ЕРС), її замикають на розрядний резистор (на рис. 15.16 перемикач Q2 знаходиться в положенні «П») з опором $R_{розр} = (6...12)R_2$, де R_2 — опір обмотки ротора.

Можливий первісний розгін ротора при пуску СМ і за допомогою малопотужного допоміжного електродвигуна іншого типу.

Наведемо приклади параметрів синхронних двигунів.

Синхронні двигуни серій СДН-2 і СДНЗ-2 виконуються явнополюсними на потужності 315..4000 кВт і напругу 6000 В, вони мають ККД (91,0..96,9)%; частоти обертання 250..1000 об/хв.; кратність пускового моменту $M_{\text{пуск}}/M_{\text{ном}} = 0,75..1,4$, переважувальну здатність з обертального моменту $M_{\text{max}}/M_{\text{ном}} = 1,7..2,7$; при асинхронному пуску кратність пускового струму $I_{\text{пуск}}/I_{\text{ном}} = 4,5..7$.

Синхронні двигуни серій СТД і ТДС (турбодвигуни) виконуються неявнополюсними на потужності 630..31500 кВт і напруги 6000 і 10000 В, вони мають ККД (95,6..98,0)%; частоту обертання 3000 об/хв.

15.6. Рівняння електричного стану, схема заміщення і векторна діаграма синхронного двигуна та синхронного компенсатора

Для синхронного двигуна рівняння напруг, схема заміщення і векторна діаграма аналогічні розглянутому для генератора (формула (15.9) і рис. 15.12, але з їхнім коригуванням у зв'язку зі змінною напрямку струму в схема заміщення, поданій на рис. 15.18, а. Тут відсутній опір Z_n , і з мережі подається напруга U .

У даному випадку рівняння рівноваги напруг, яке складається за другим законом Кірхгофа, має вигляд:

$$\underline{U} = \underline{E}_0 - \underline{E}_a + R\underline{I}_s = \underline{E}_0 + \underline{U}_a + R\underline{I}_s = \underline{E}_0 + jX_c\underline{I}_s + R\underline{I}_s. \quad (15.11)$$

Фазові співвідношення струму, напруги, ЕРС і магнітних потоків фазної обмотки статора ілюструє векторна діаграма на рис. 15.18, б, загальні правила побудови якої відповідають і рис. 15.12, б. Конкретно, вектори \underline{U} і \underline{I}_s проведені під фазовим зсувом φ , який у даному випадку прийняли таким, що з позиції мережі двигун є активно-індуктивним навантаженням. Вектор $R\underline{I}_s$ паралельний \underline{I}_s , також як і вектор магнітного потоку $\underline{\Phi}_a$ (тут знехтуємо явище гістерезису); вектор $jX_c\underline{I}_s$ випереджає \underline{I}_s на 90° . Стиковка векторів \underline{U} , $R\underline{I}_s$ і $jX_c\underline{I}_s$ на основі (15.11) дає вектор ЕРС \underline{E}_0 , а вектор магнітного потоку $\underline{\Phi}_0$ проведено так, щоб вектор \underline{E}_0 відставав від нього за фазою на 90° .

У зв'язку зі зміною умовного позитивного напрямку струму на рис. 15.18, а ЕРС \underline{E}_0 і \underline{E}_a спрямовані зустрічно і у (15.11) віднімаються одна від одної, тому аналогічно робиться і з відповідними магнітними потоками $\underline{\Phi}_0$ і $\underline{\Phi}_a$, що дає результируючий магнітний потік у двигуні на рис. 15.18, б за формулою:

$$\underline{\Phi}_s = \underline{\Phi}_0 - \underline{\Phi}_a. \quad (15.12)$$

Очевидно, що кут навантаження на рис. 15.18, б, змінив напрямок, порівняно до рис. 15.12, б: тепер результируючий магнітний потік $\underline{\Phi}_s$ іде попереду і «тягне» за собою ротор з магнітним потоком $\underline{\Phi}_0$, що і відповідає двигунному режиму СМ, як це вже було представлено на рис. 15.17.

На рис. 15.18, б, прийнято, що у двигуні встановився фазовий зсув $\varphi > 0$ — це подібно асинхронним двигунам, де завжди $\varphi_1 > 0$ (рис. 14.19). Але у синхронних двигунах, як й взагалі у СМ, цей кут можна регулювати, незважаючи на навантаження на валу.

Якщо випадок співвідношення величин на рис. 15.18, б прийняти за вихідний і підвищити струм збудження, то зростуть пропорційно величини $\underline{\Phi}_0$ і \underline{E}_0 . Напруга мережі не змінюється, а для наочності приймемо і струм попереднім. Але щоб витримати усі обов'язкові фазові співвідношення величин та їхній взаємозв'язок за формулами (15.11) і (15.12), тепер вектор струму \underline{I}_s повинен зайняти відносно вектора напруги \underline{U} зовсім іншу позицію, що подано

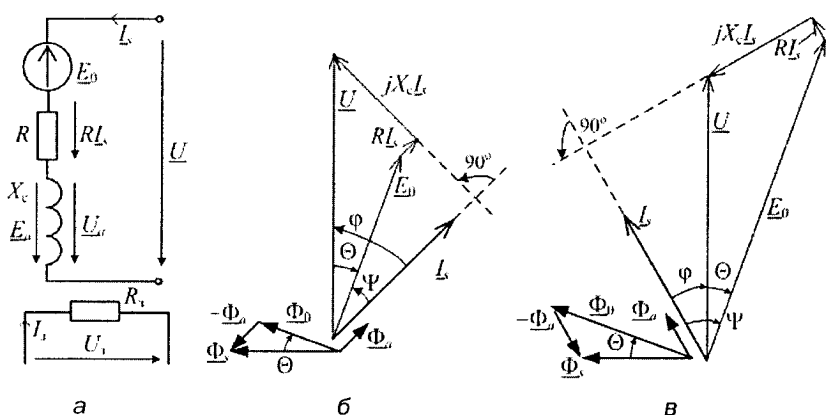


Рис. 15.18. Схема заміщення фази обмотки статора синхронного двигуна та відповідні векторні діаграми при недо- і перезбудженні

на рис. 15.18, в. Тут $\varphi < 0$ і, таким чином, двигун для мережі є активно-емнісним навантаженням. Це практично використовують, щоб компенсувати реактивну індуктивну частку навантаження, характерну для асинхронних двигунів.

Зауважимо, що для СМ співвідношення $E_0 < U$ (приміром, рис. 15.18, б) називають *недозбудженням* — тут реакція якоря у підсумку є *підмагнічуючою*: $\Phi_s > \Phi_0$, варіант $E_0 > U$ (приміром, рис. 15.18, в) — *перезбудження*: реакція якоря *розмагнічуюча*: $\Phi_s < \Phi_0$.

У спеціальному випадку СМ взагалі використовують у якості *синхронного компенсатора* реактивної потужності або енергії. Цей режим фактично є двигунним з перезбудженням та без навантаження на валу, тому кут навантаження Θ є близьким до нуля: створюваний електромагнітний момент долає тільки внутрішню втрату моменту, а струм випереджає напругу за фазою на кут φ , близький до 90° . На рис. 15.19 подана векторна діаграма СМ у режимі синхронного компенсатора, де для спрощення знехтували звичайно незначною величиною $R\vec{I}_s$. Синхронні компенсатори встановлюють на підприємствах у сукупності з асинхронними двигунами. Компенсатори фактично є навантаженням з емнісним характером, завдяки чому у електроенергетичних мережах досягається техніко-економічний ефект, розглянутий у підрозд. 3.16.

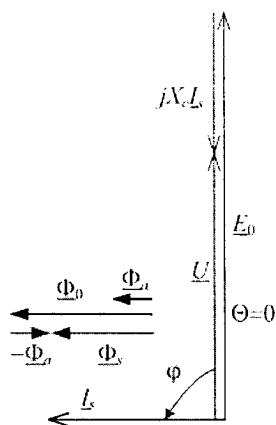


Рис. 15.19. Векторна діаграма для режиму синхронного компенсатора

15.7. Потужності й обертальний момент синхронної машини

Будемо розглядати СМ при симетричних системах ЕРС (15.2) і струмів (15.4). Це природно для двигуна, а для генератора має місце при симетричному навантаженні.

Потоки енергії і, відповідно, потужності у СМ відповідають рис. 12.18.

Електрична потужність виражається через фазні напругу і струм:

$$P_{UI} = 3UI_s \cos\varphi, \quad (15.13)$$

і в генераторному режимі вона віддається — P_2 , а в двигунному — споживається із трифазної мережі — P_1 .

У генераторному режимі споживається — P_1 , а в двигунному віддається — P_2 з валу механічна потужність:

$$P_{M\Omega} = \Omega_0 M = \frac{Mn}{9,55}, \quad (15.14)$$

де M — обертальний момент на валу (Н·м); Ω_0 — кутова швидкість (рад/с) і n — частота обертання (об/хв.) ротора.

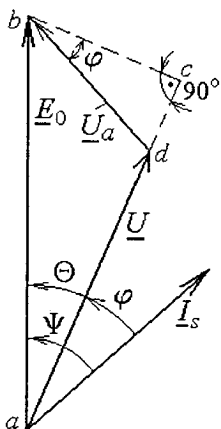
В обох режимах різниця (12.15) між цими потужностями P_1 і P_2 — це втрати потужності ΔP (12.16), які за визначенням і походженням практично відповідають втратам потужності в асинхронному двигуні, які розглянуті в підрозд.14.7 (за винятком магнітних втрат у роторі).

ККД СМ (12.17) у номінальному режимі може знаходитися в діапазоні 0,85..0,95, а в генераторах граничної потужності досягає 0,98.

Нехтуючи в першому наближенні втрати потужності і прирівнюючи потужності за (15.13) і (15.14), отримуємо оціночний вираз обертального моменту:

$$M = \frac{3UI_s \cos\varphi}{\Omega_0}. \quad (15.15)$$

Рис. 15.20. Спрощена векторна діаграма СМ



Відповідно в схемах на рис. 15.12 і 15.18 і в рівняннях (15.9), (15.11) не враховується R . Тоді з векторної діаграми на рис. 15.12, б, отримується спрощена діаграма, яка дана на рис. 15.20. Тут спільна сторона bc трикутників bcd і abc дає рівність:

$$U_a \cos\varphi = E_0 \sin\Theta, \quad (15.16)$$

звідки, з урахуванням (15.8), отримується $X_c I_s \cos\varphi = E_0 \sin\Theta$ і виражається комбінація $I_s \cos\varphi = E_0 \sin\Theta / X_c$.

Підставляючи останнє в (15.15), маємо обертальний момент і його максимальну величину:

$$M = \frac{3UE_0 \sin \Theta}{\Omega_0 X_c} = M_{\max} \sin \Theta; \quad (15.17)$$

$$M_{\max} = \frac{3}{\Omega_0} \cdot U \cdot \frac{E_0}{X_c} = \frac{3}{\Omega_0} \cdot UI_{\kappa}, \quad (15.18)$$

де введено поняття струму короткого замикання $I_{\kappa} = E_0/X_c$.

Відповідно (15.17) на рис. 15.21 побудована залежність $M(\Theta)$, яка є *кутовою характеристикою* СМ.

Область при $\Theta > 0$ належить до генераторного режиму Г, на прикладі якого виведена формула (15.17). Оскільки СМ оборотна, то ця формула і рис. 15.21 справедливі і для двигунного режиму Д, але при $\Theta < 0$, що підтверджується різними на-
прямами кута Θ на рис. 15.13 і рис. 15.17, рис. 15.12 і рис. 15.18.

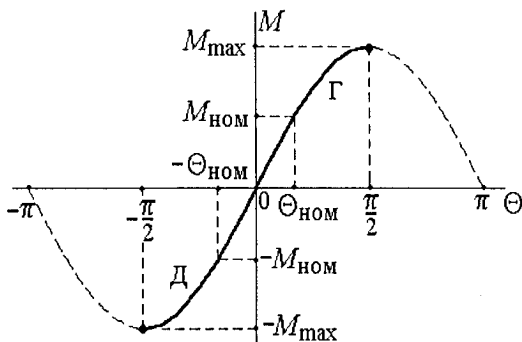


Рис. 15.21. Кутова характеристика СМ

На рис. 15.21 ділянка характеристики у межах $-\frac{\pi}{2} < \Theta < \frac{\pi}{2}$ відповідає стійкій роботі СМ, за межами — нестійкій. При номінальному навантаженні при $M = M_{\text{ном}}$ кут Θ може складати 23..40 ел.град. Це дає за аналогією з (14.62) перевантажувальну здатність СМ з обертового моменту у генераторів у діапазоні 1,5...1,9, у двигунів 1,7...2,6.

З врахуванням (15.14) і (15.17) отримуємо для СМ вирази потужності і її максимальної величини:

$$P = \frac{3UE_0 \sin \Theta}{X_c} = P_{\max} \sin \Theta; \quad P_{\max} = \frac{3UE_0}{X_c}. \quad (15.19)$$

У синхронних двигунах при зміні навантажувального моменту опору M_c на валу частота обертання n не змінюється, а змінюється кут навантаження Θ . При моменті M_c , що перевищує M_{\max} , тобто коли Θ переходить через значення в 90 ел.град., відбувається

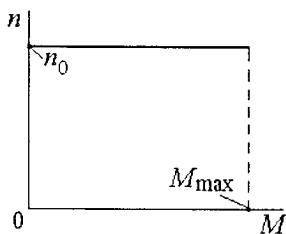


Рис. 15.22. Механічна характеристика синхронного двигуна

зрив роботи двигуна. Магнітне поле продовжує обертатися, а ротор «смикається» то в один, то в іншій бік, що може призвести до руйнування двигуна.

З урахуванням відзначених обставин, на рис. 15.22 зображена механічна характеристика синхронного двигуна — це, як відомо, залежність $n(M)$. Ця характеристика є абсолютно жорсткою, тобто $n = \text{const}$ в діапазоні допустимих навантажень.

Представлену механічну характеристику можна порівняти з менш жорсткими і м'якими характеристиками двигунів постійного струму (рис. 13.29, б, і рис. 13.34, б) та трифазного асинхронного двигуна (рис. 14.23).

15.8. Приклади розрахунку параметрів і характеристик синхронних машин

Приклад 15.1. Трифазний синхронний генератор має номінальні параметри:

потужність $P_{\text{ном}} = 12$ МВт; напруга (лінійна) $U_{\text{ном}} = 6,3$ кВ; $\cos\varphi_{\text{ном}} = 0,8$. Крім того, відомі кількість полюсів $2p = 2$; синхронний опір $X_c = 4,3$ Ом; струм збудження неробочого ходу $I_{f0} = 89$ А при $U_{\text{ном}}$; частота $f = 50$ Гц; схема обмотки статора — «зірка».

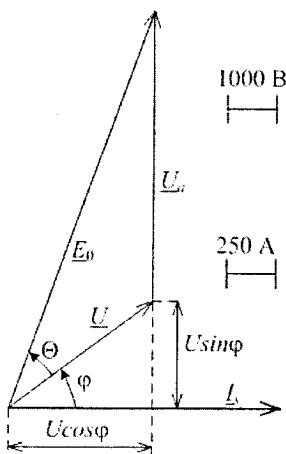
На цій основі визначимо низку інших параметрів генератора у номінальному режимі і побудуємо векторну діаграму.

Розв'язання.

Номінальна фазна напруга:

$$U_{\text{фном}} = \frac{U_{\text{ном}}}{\sqrt{3}} = \frac{6,3}{\sqrt{3}} = 3,637 \text{ кВ} = 3637 \text{ В.}$$

Рис. 15.23. Векторна діаграма для прикладу 15.1



Фазний (і одночасно лінійний) струм обмотки статора:

$$I_{s \text{ ном}} = \frac{P_{\text{ном}}}{3 U_{\text{фном}} \cos\varphi_{\text{ном}}} = \frac{12 \cdot 10^6}{3 \cdot 3637 \cdot 0,8} = 1375 \text{ А.}$$

Фазовий зсув між фазними напругою та струмом статора:

$$\varphi_{\text{ном}} = \arccos(\cos\varphi_{\text{ном}}) = \arccos(0,8) = 36,9^\circ.$$

Внутрішній реактивний спад напруги в обмотці статора генератора:

$$U_a = X_c I_{s\text{ном}} = 4,3 \cdot 1375 = 5911 \text{ В},$$

а незначним спадом напруги на її активному опорі знехтуємо.

Співвідношення електричних величин проілюструємо на рис. 15.23 спрощеною (як на рис. 15.20) векторною діаграмою. Спочатку довільно проводимо вектор струму $\underline{I}_s = \underline{I}_{s\text{ном}}$, а відносно нього під кутом $\varphi_{\text{ном}}$ вектор напруги $\underline{U} = \underline{U}_{\varphi\text{ном}}$. Вектор $\underline{U}_a = jX_c \underline{I}_{s\text{ном}}$ є перпендикулярним до вектора \underline{I}_s . Вектор ЕРС обмотки статора від поля обмотки ротора будемо на основі формули (15.9): $\underline{E}_0 = \underline{U} + jX_c \underline{I}_s$, а діюче значення цієї ЕРС за геометричними співвідношеннями на діаграмі:

$$\begin{aligned} E_0 &= \sqrt{(U_{\varphi\text{ном}} \cos\varphi_{\text{ном}})^2 + (U_{\varphi\text{ном}} \sin\varphi_{\text{ном}} + U_a)^2} = \\ &= \sqrt{(3637 \cdot 0,8)^2 + (3637 \sin 36,9^\circ + 5911)^2} = 8600 \text{ В}. \end{aligned}$$

З діаграми визначаємо кут навантаження:

$$\Theta_{\text{ном}} = \arctg \frac{U_{\varphi\text{ном}} \sin\varphi_{\text{ном}} + U_a}{U_{\varphi\text{ном}} \cos\varphi_{\text{ном}}} - \varphi_{\text{ном}} = 70,2^\circ - 36,9^\circ = 33,3^\circ.$$

Якщо вважати магнітну систему генератора ненасиченою, тобто характеристики неробочого ходу лінійною, то можна визначити струм збудження у номінальному режимі:

$$I_{f\text{ном}} = I_{f0} \frac{E_0}{U_{\varphi\text{ном}}} = 89 \cdot \frac{8600}{3637} = 210 \text{ А}.$$

Кутова швидкість обертання ротора:

$$\Omega = \frac{2\pi f}{p} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 50}{1} = 314 \text{ рад/с}.$$

Якщо знехтувати втратами потужності в генераторі, то можна визначити обертальний момент на валу ротора генератора:

$$M_{\text{ном}} = \frac{P_{\text{ном}}}{\Omega} = \frac{12 \cdot 10^6}{314} = 38200 \text{ Н} \cdot \text{м} = 38,2 \text{ кН} \cdot \text{м}.$$

Максимальний момент та переважувальна здатність генератора:

$$M_{\max} = \frac{M_{\text{ном}}}{\sin\Theta_{\text{ном}}} = \frac{38,2}{\sin 33,3^\circ} = 69,5 \text{ кН} \cdot \text{м};$$

$$\lambda_{\text{м}} = \frac{M_{\max}}{M_{\text{ном}}} = \frac{1}{\sin\Theta_{\text{ном}}} = 1,8.$$

Приклад 15.2. Трифазний синхронний генератор, параметри якого подані та розраховані у прикладі 15.1, працює на електромережу дуже великої потужності. Розрахувати та побудувати сім'ю U -подібних характеристик.

Розв'язання. U -подібною характеристикою синхронних машин називають залежність струму обмотки статора від струму збудження $I_s(I_f)$ при визначеному рівні потужності P , а також при постійних (синхронній) частоті обертання та напрузі U . Якщо взяти низку значень потужності P , то можна отримати сім'ю U -подібних характеристик. Розглянемо, як вони розраховуються, задавши струм збудження I_f і вважаючи заданими деяке значення потужності P та напругу $U_{\text{фном}}$. Алгоритм розрахунку полягає у наступному.

Прийmemo, що характеристика неробочого ходу генератора є лінійною. Тоді при поточному значенні струму збудження I_f ЕРС обмотки статора:

$$E_0 = U_{\text{фном}} \cdot \frac{I_f}{I_{f0}} = 3637 \cdot \frac{I_f}{89} = 40,87 \cdot I_f \text{ В.}$$

З формули (15.19) визначимо кут навантаження:

$$\begin{aligned} \Theta &= \arcsin\left(\frac{P \cdot X_c}{3U_{\text{ф}} E_0}\right) = \arcsin\left(\frac{P \cdot 4,3 \cdot 89}{3 \cdot 3637 \cdot 40,87 \cdot I_f}\right) = \\ &= \arcsin\left(9,673 \cdot 10^{-6} \frac{P}{I_f}\right). \end{aligned}$$

З трикутника $\underline{U}_{\text{ф}}$, \underline{U}_a , \underline{E}_0 на векторній діаграмі (рис. 15.23) за теоремою косинуса реактивний спад напруги:

$$U_a = \sqrt{U_{\text{ф}}^2 + E_0^2 - 2U_{\text{ф}} E_0 \cos\Theta}.$$

У підсумку струм статора:

$$I_s = \frac{U_a}{X_c} = \frac{\sqrt{U_\phi^2 + E_0^2 - 2U_\phi E_0 \cos\Theta}}{X_c}$$

Якщо треба, можна з (15.13) визначити коефіцієнт потужності, бо фазовий зсув Φ , природно, у визначених умовах теж змінюється при зміні I_f .

Для числових розрахунків будемо задавати струм збудження I_f , децю перевищуючи номінальне значення $I_{f\text{ном}} = 210$ А. Прийняті значення I_f наведено у табл. 15.1. І кожного разу визначатиме струм обмотки статора I_s за наведеним алгоритмом. Результати розрахунків I_s для чотирьох значень потужності P надані також у табл. 15.1. За даними розрахунків на рис. 15.24 побудовано сім'ю залежностей $I_s(I_f)$ при визначених рівнях потужності P . Зовнішній вигляд кривих став підґрунтям для назви — U -подібні характеристики. Обрив кривих і відсутність значень I_s у табл. 15.1 в області низьких значень струму збудження свідчить, що тут досягнуто межі стійкої роботи: кут навантаження Θ сягає 90° .

Зміни величин при зміні струму збудження проілюстровано частково на рис. 15.25, причому тільки для $P = P_{\text{ном}}$ і при трьох значеннях φ : при $\varphi > 0$ характер навантаження є активно-індуктивним; варіант $\varphi = 0$ відповідає активному навантаженню; при $\varphi < 0$ характер навантаження стає активно-ємнісним.

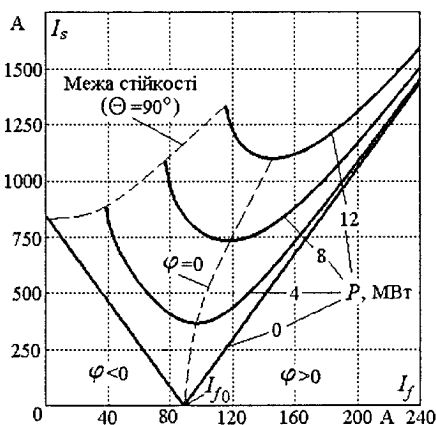


Рис. 15.24. U -подібні характеристики

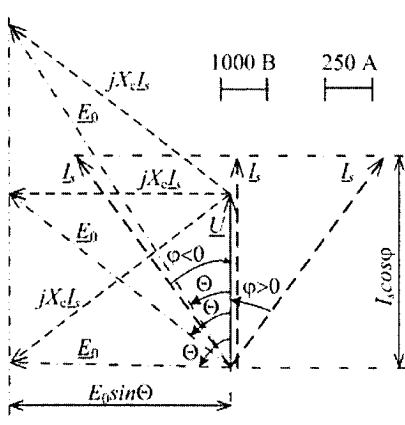


Рис. 15.25. Зміни векторної діаграми генератора при зміні струму збудження

Таблиця 15.1. Дані розрахунку U -подібних характеристик синхронного генератора

P , МВт	I_f , А	15	45	75	90	105	120	150	180	210	240
0	I_s , А	703	418	133	10	152	435	580	865	1150	1435
4		-	725	435	374	376	295	646	903	1175	1452
8		-	-	-	838	752	734	824	1014	1248	1505
12		-	-	-	-	-	1227	1102	1194	1372	1593

Очевидно, що при $P = \text{const}$ повинно бути $I_s \cos \varphi = \text{const}$, а також $E_0 \sin \Theta = \text{const}$. Тому при зміні I_f на рис. 15.25 кінці векторів \underline{I}_s та E_0 ковзають по проведених прямих лініях.

Приклад 15.3. Трифазний синхронний двигун має номінальні параметри: потужність $P_{\text{ном}} = 800$ кВт; частота мережі $f = 50$ Гц; напруга (лінійна) $U_{\text{ном}} = 6000$ В; $\cos \varphi_{\text{ном}} = 0,9$; частота обертання $n_{\text{ном}} = 500$ об/хв; ККД $\eta_{\text{ном}} = 0,945$; струм збудження $I_{f\text{ном}} = 285$ А. Перевантажувальна здатність з обертального моменту $\lambda_m = 2,1$; схема обмотки статора – «зірка». На цій основі визначимо низку інших параметрів двигуна у номінальному режимі і побудуємо векторну діаграму.

Розв'язання.

Номінальна фазна напруга:

$$U_{\text{фном}} = \frac{U_{\text{ном}}}{\sqrt{3}} = \frac{6000}{\sqrt{3}} = 3460 \text{ В.}$$

Споживана потужність та її втрати:

$$P_{1\text{ном}} = \frac{P_{\text{ном}}}{\eta_{\text{ном}}} = \frac{800}{0,945} = 847 \text{ кВт;}$$

$$\Delta P = P_{1\text{ном}} - P_{\text{ном}} = 847 - 800 = 47 \text{ кВт.}$$

Фазний (і одночасно лінійний) струм обмотки статора:

$$I_{s\text{ном}} = \frac{P_{1\text{ном}}}{3 U_{\text{фном}} \cos \varphi_{\text{ном}}} = \frac{847 \cdot 10^3}{3 \cdot 3460 \cdot 0,9} = 90,7 \text{ А.}$$

Фазовий зсув між фазними напругою та струмом статора:

$$\varphi_{\text{ном}} = \arccos(\cos \varphi_{\text{ном}}) = \arccos(0,9) = 25,8^\circ.$$

Кількість пар полюсів:

$$p = \frac{60 \cdot f}{n_{\text{НОМ}}} = \frac{60 \cdot 50}{500} = 6.$$

Кутова швидкість обертання ротора та обертальний момент на його валу:

$$\Omega = \frac{2\pi f}{p} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 50}{6} = 52,3 \text{ рад/с.}$$

$$M_{\text{НОМ}} = \frac{P_{\text{НОМ}}}{\Omega} = \frac{800}{52,3} = 15,3 \text{ кН} \cdot \text{м.}$$

Максимальний момент та номінальний кут навантаження:

$$M_{\text{max}} = \lambda_M M_{\text{НОМ}} = 2,1 \cdot 15,3 = 32,1 \text{ кН} \cdot \text{м;}$$

$$\Theta_{\text{НОМ}} = \arcsin\left(\frac{M_{\text{НОМ}}}{M_{\text{max}}}\right) = \arcsin\left(\frac{1}{\lambda_M}\right) = \arcsin\left(\frac{1}{2,1}\right) = 28,4^\circ$$

На рис. 15.26, а, побудовано векторну діаграму, співвідношення величин на якій відповідає номінальному режиму роботи синхронного двигуна.

Спочатку довільно проводиться вектор напруги $\underline{U} = \underline{U}_{\text{фНОМ}}$, відносно нього під кутом $\varphi = \varphi_{\text{НОМ}}$ — вектор струму $\underline{I}_s = \underline{I}_{s\text{НОМ}}$ і під кутом $\Theta = -\Theta_{\text{НОМ}}$ — вектор ЕРС \underline{E}_0 . Вектор реактивного спаду напруги \underline{U}_a стикається з вектором \underline{U} і проводиться перпендикулярно \underline{I}_s . Довжини \underline{E}_0 і \underline{U}_a обмежені їхнім перетином.

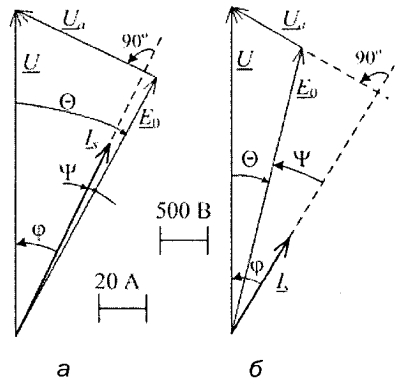


Рис. 15.26. Векторні діаграми для синхронного двигуна

З рис. 15.26, а очевидно, що $E_0 \cos \Psi = U_{\text{ф}} \cos \varphi$, де за формулою $\Psi = \varphi + \Theta$ маємо кут:

$$\Psi_{\text{НОМ}} = \varphi_{\text{НОМ}} + \Theta_{\text{НОМ}} = 25,8 - 28,4 = -2,6^\circ.$$

Звідси ЕРС:

$$E_{0\text{НОМ}} = \frac{U \cos \varphi_{\text{НОМ}}}{\cos \Psi_{\text{НОМ}}} = \frac{3460 \cdot 0,9}{\cos(-2,6^\circ)} = 3120 \text{ В.}$$

Тепер з трикутника \underline{U}_ϕ , \underline{U}_a , \underline{E}_0 за теоремою косинуса спад напруги:

$$U_a = \sqrt{U_\phi^2 + E_0^2 - 2U_\phi E_0 \cos\Theta} = \\ = \sqrt{3460^2 + 3120^2 - 2 \cdot 3460 \cdot 3120 \cos(28,4^\circ)} = 1647 \text{ В,}$$

а через це – синхронний індуктивний опір двигуна:

$$X_c = \frac{U_a}{I_{\text{НОМ}}} = \frac{1650}{90,7} = 18,2 \text{ Ом.}$$

Приклад 15.4. Для трифазного синхронного двигуна, параметри якого подані та додатково розраховані у прикладі 15.3, визначити ще ті параметри, які зміняться при зменшенні обертового моменту M до $0,5 \cdot M_{\text{НОМ}}$.

Розв'язання.

Відповідно кутової характеристики, поданій на рис. 15.21 і формулою (15.17), $\sin\Theta = \frac{M}{M_{\text{max}}}$. Тоді новий кут навантаження:

$$\Theta_{\text{НОМ}} = \arcsin\left(\frac{0,5 \cdot M_{\text{НОМ}}}{M_{\text{max}}}\right) = \arcsin\left(\frac{0,5}{\lambda_M}\right) = \arcsin\left(\frac{0,5}{2,1}\right) = 13,8^\circ.$$

Напруга $U = U_{\phi \text{НОМ}}$ і ЕРС $E_0 = E_{0 \text{НОМ}}$ не змінюються, а їхні вектори здвигнуті на новій векторній діаграмі (рис. 15.26, б) на кут $\Theta = -13,8^\circ$. Вектор реактивного спаду напруги \underline{U}_a з'єднає їхні кінці відповідно (15.11), а діюче значення визначається за вже відомою формулою:

$$U_a = \sqrt{U_\phi^2 + E_0^2 - 2U_\phi E_0 \cos\Theta} = \\ = \sqrt{3460^2 + 3120^2 - 2 \cdot 3460 \cdot 3120 \cos(13,8^\circ)} = 860 \text{ В.}$$

Фазний струм обмотки статора відповідно (15.8):

$$I_s = \frac{U_a}{X_c} = \frac{860}{18,2} = 47,3 \text{ А.}$$

На рис. 15.26, б вектор цього струму проведено перпендикулярно до вектора \underline{U}_a .

З діаграми (рис. 15.26, б) вимірюванням або розрахунками отримуюмо фазовий зсув між напругою \underline{U} і струмом \underline{I}_s : $\varphi = 31,1^\circ$.

Корисна потужність двигуна на його валу:

$$P_2 = M\Omega = 0,5M_{\text{ном}}\Omega = 0,5 \cdot 15,3 \cdot 52,3 = 400 \text{ кВт.}$$

Оцінка потужності (тому що використовуються спрощені векторні діаграми), споживаної з мережі:

$$P_1 = 3 U I_s \cos\varphi = 3 \cdot 3460 \cdot 47,3 \cdot \cos(31,1^\circ) = 420 \text{ кВт.}$$

Усі зміни при зміні навантаження двигуна можна уявити, порівнюючи отримані тут значення зі значеннями з прикладу 15.3.

Приклад 15.5. Для трифазного синхронного двигуна, параметри якого подані та додатково розраховані у прикладі 15.3, розрахувати та побудувати U -подібні характеристики — залежності струму обмотки статора від струму збудження $I_s(I_f)$ при визначених рівнях потужності P і при постійних частоті обертання $n_{\text{ном}}$ та напрузі U .

Розв'язання. Напряга мережі є незмінною і складає $U = U_\phi = 3460$ В. Для кожної окремої характеристики задамо потужність двигуна P , у якості якої, згідно прийнятому у підрозд.15.7 припущенню, треба брати електричну потужність P_1 (15.13). Алгоритм розрахунку подібний застосованому вже для генератора у прикладі 15.2 і має наступний порядок.

Задаємо струм збудження I_f та, вважаючи характеристики намагнічування двигуна лінійними, визначаємо ЕРС обмотки статора від магнітного поля ротора:

$$E_0 = E_{0\text{ном}} \cdot \frac{I_f}{I_{f\text{ном}}} = 3120 \frac{I_f}{265}.$$

З формули (15.19) визначимо кут навантаження:

$$\Theta = \arcsin\left(\frac{P \cdot X_c}{3U_\phi E_0}\right) = \arcsin\left(\frac{P \cdot 18,2}{3 \cdot 3460 \cdot E_0}\right).$$

З рис. 15.26 за теоремою косинуса спад напруги, а потім і струм статора:

$$U_a = \sqrt{U_\phi^2 + E_0^2 - 2U_\phi E_0 \cos\Theta}; \quad I_s = \frac{U_a}{X_c} = \frac{U_a}{18,2}.$$

Якщо треба, можна з (15.13) визначити коефіцієнт потужності, бо фазовий зсув φ , природно, у визначених умовах теж змінюється при зміні I_f .

Ілюстрацію числових розрахунків дамо при $P = P_{1\text{ном}} = 847$ кВт і трьох значеннях струму збудження: $I_f = 0,75 I_{f\text{ном}} = 214$ А; $I_f = I_{f\text{ном}} = 285$ А; $I_f = 1,25 I_{f\text{ном}} = 356$ А. Дані усіх розрахунків за визначеним алгоритмом наведені у табл. 15.2, а також подані на рис. 15.27 векторною діаграмою (як і на рис. 15.25, очевидно, що при $P = \text{const}$ повинно бути $I_s \cos\varphi = \text{const}$, а також $E_0 \sin\Theta = \text{const}$, тому при зміні I_f кінці векторів \underline{I}_s та \underline{E}_0 ковзають по проведених прямих лініях).

Для докладного подання U -подібних характеристик розрахунки було проведено при значеннях потужності P , рівних 0 ; $\frac{1}{3}P_{1\text{ном}}$; $\frac{2}{3}P_{1\text{ном}}$; $P_{1\text{ном}}$ і $1\frac{1}{3}P_{1\text{ном}}$. При цьому струм збудження змінювався від 0 до значення, що істотно перевищує $I_{f\text{ном}}$. Отримані таким чином U -подібні характеристики зображено на рис. 15.28. Вони в цілому за характером аналогічні U -подібним характеристикам синхронного генератора (рис. 15.24), але зі зміною позицій зон $\varphi > 0$ і $\varphi < 0$. Обрив кривих в області низьких значень струму збудження свідчить, що тут досягнуто межі стійкої роботи: кут навантаження Θ сягає -90° .

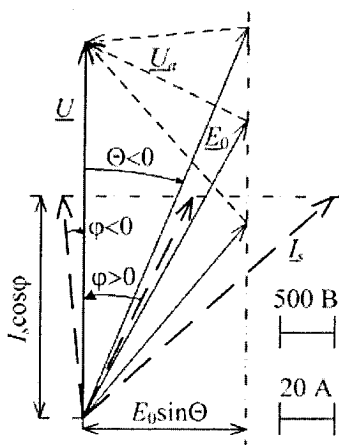


Рис. 15.27. Зміни векторної діаграми двигуна при зміні струму збудження

На рис. 15.28 струми I_s та I_f значно перевищують їхні номінальні значення, що дало змогу

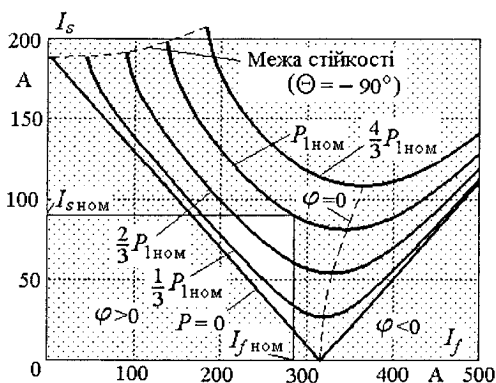


Рис. 15.28. U -подібні характеристики синхронного двигуна

Таблиця 15.2. Дані розрахунку параметрів синхронного двигуна при змінах струму збудження

I_f, A	214	285	356
$E_0, \text{В}$	2340	3120	3900
$\Theta, \text{град.}$	-39,4	-28,4	-22,4
$U_a, \text{В}$	2220	1650	1490
I_s, A	122,0	90,6	82,0
$\phi, \text{град.}$	48,0	25,7	-5,6

продемонструвати повною мірою форму U -подібних характеристик. Реально ж область роботи синхронного двигуна обмежена прямокутником у межах $I_{f \text{ ном}}$ та $I_{s \text{ ном}}$, а точніше — не заштрихованим трикутником, обрізаним у прямокутнику лінією $P = 0$.

Запитання для самоконтролю

1. Розкажіть, де і у якій якості використовують синхронні машини.
2. Зобразіть побудову синхронної машини і поясніть призначення її елементів.
3. Поясніть принцип дії трифазного синхронного генератора.
4. Наведіть та поясніть характеристику неробочого ходу синхронного генератора.
5. Запишіть рівняння напруг в обмотці статора трифазного синхронного генератора та проілюструйте його за допомогою векторної діаграми.
6. Як виглядають зовнішні характеристики синхронного генератора при його роботі на автономне навантаження? Від чого залежить вигляд цих характеристик?
7. Зміни яких основних величин відбуваються у синхронному генераторі при зміні вхідної потужності при його роботі на мережу дуже великої потужності?
8. Поясніть принцип дії трифазного синхронного двигуна.
9. Як здійснити пуск синхронних двигунів?

10. Запишіть рівняння напруг в обмотці статора трифазного синхронного двигуна та проілюструйте його за допомогою векторної діаграми.
11. Які втрати потужності виникають в синхронних машинах?
12. Який стан синхронної машини відповідає режиму синхронного компенсатора реактивної потужності?
13. Що називають кутом навантаження синхронної машини?
14. Який вигляд має кутова характеристика синхронної машини?
15. Зобразіть механічну характеристику трифазного синхронного двигуна та порівняйте її з аналогічними характеристиками двигунів постійного струму та трифазних асинхронних двигунів.
16. Що називають U -подібними характеристиками синхронних машин? Чи відрізняються вони у генераторному та двигунному режимах?
17. Як змінюються величини, які характеризують стан синхронного двигуна, при зміні його навантаження на валу?
18. Що змінюється в синхронному двигуні при зміні струму збудження без зміни навантаження?

16. ЕЛЕКТРОННІ ПРИЛАДИ

16.1. Предмет електроніки

Електроніка — галузь науки та техніки, що охоплює та вивчає використання електронних та іонних процесів, тобто процесів перетворення концентрації та пересування зарядів, що відбуваються у вакуумі, газах, рідинах, твердих тілах і плазмі, а також на їхніх межах.

Фізична електроніка — займається вивченням цих явищ.

Технічна (прикладна) електроніка розробляє теорію та практику використання відповідних приладів, пристроїв, систем та устаткування у різних областях діяльності людини — науці, промисловості (промислова електроніка), зв'язку, сільському господарстві та ін.

Пристрої промислової електроніки базуються на основі електронних приладів, які можна класифікувати за різними ознаками. У залежності від середовища, в якому пересуваються носії зарядів, розрізняють:

- **вакуумні прилади** (радіолампи, електронно-променеві трубки, фотоелектронні множники та ін.);
- **іонні прилади** (газотрони, тиратрони, рідинно-кристалічні елементи та ін.);
- **твердотільні** (напівпровідникові прилади).

У зв'язку з обмеженим обсягом, будемо розглядати, в основному, напівпровідникові прилади, які мають найбільше поширення.

Широке розповсюдження електронних приладів і створених на їхній основі електронних пристроїв пояснюється їхніми унікальними властивостями у порівнянні з механічними, електромеханічними, пневматичними та іншими, а саме — високою швидкістю дії, значною чутливістю до малих сигналів, відсутністю частин, що пересуваються, малими габаритами, високою надійністю. Це пов'язано з тим, що “пересувними” елементами цих приладів, по суті, є електрони та іони, які мають найменші можливі маси. Електронна апаратура універсальна та гнучка, одні й ті ж самі вузли можна використовувати у різних галузях, а параметри вузлів легко перебудувати для різних умов роботи.

Промислові електронні прилади поділяються на:

- **енергетичні прилади**, які призначені для отримання, перетворення та передавання електричної енергії;
- **технологічні прилади**, які призначені для безпосереднього впливу потоків часток або електромагнітних кіл на речовини з метою обробки матеріалів та виробів;
- **інформаційні прилади**, які призначені для збирання та опрацювання інформації з метою впливу на технологічні машини та процеси.

При цьому розрізняють:

- **аналогові інформаційні пристрої**, що опрацювають аналогові електричні сигнали, закон змінювання яких повторює (аналогічний) закон змінювання відповідного технологічного параметра (наприклад, термістором вимірюється температура виробу, що нагрівається);
- **дискретні інформаційні прилади**, що опрацювають імпульсні електричні сигнали.

Різновидом цих приладів є цифрові інформаційні прилади. Безперервна технологічна інформація перетворюється у відповідний порядок цифр — сигналів (кодується), які потім опрацюються у цифровому вигляді (як правило, опрацюються відповідні сигнали), на підставі чого утворюються відповідні команди.

Фізичні основи роботи електронних приладів та пристроїв вивчалися на курсі фізики, тому тут останні розглядатимуться переважно з позицій схемотехніки, тобто з точки зору особливостей схем, що забезпечують оптимальне виконання ними відповідних функцій.

16.2. Напівпровідники та їхні властивості

Між металами (провідниками), у яких питомий опір складає $10^{-6} \dots 10^{-8}$ Ом·м, та ізоляторами (діелектриками) з питомим опором $10^8 \dots 10^{13}$ Ом·м знаходиться велика кількість матеріалів, які відносяться до *напівпровідників*. Їхній питомий опір змінюється в дуже широкому інтервалі від 10^{-5} до 10^8 Ом·м. Майже вся навколишня природа складається із напівпровідникових речовин. Окисли металів, сульфідів і телуриди багатьох металів мають напівпровідникові властивості.

Типовими представниками напівпровідників, які мають широке застосування в техніці, є кремній, германій, арсенід галію і телур.

В сучасній напівпровідниковій техніці найбільш поширений кремній (Si) — елемент четвертої групи таблиці Менделєєва. Чотирнадцять електронів в ізолюваному атомі кремнію розташовані навколо ядра таким чином, що чотири із них (валентні електрони) знаходяться на зовнішній оболонці. Атоми кремнію здатні об'єднуватися в досить міцну кристалічну решітку за допомогою хімічних ковалентних зв'язків. У такій решітці (рис. 16.1) кожний атом оточений чотирма сусідніми атомами кремнію і знаходиться ніби у центрі тетраедру, що створений ними. Усі чотири валентних електрони цього атому кремнію і чотири електрони атомів, що оточують («по одному від кожного найближчого сусіда») утворюють єдину електронну «орбіту». Ці електрони достатньо

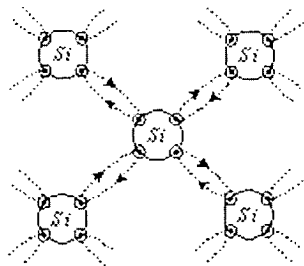


Рис. 16.1. Кристалічна решітка кремнію

міцно зв'язані з атомами решітки, і для того, щоб відірвати їх від неї, потрібна велика енергія — близько 1 еВ (електрон-вольт). Ця енергія набагато більша ніж енергія теплового руху. Тому при звичайних температурах тепловий рух не може надати електрону швидкість (інакше кажучи, енергія не може зрости) до величини, що достатня для того, щоб електрон відірвався від решітки і став вільним. Тому в ідеальному напівпровіднику, на відміну від металів, нема вільних носіїв електричного заряду, і такий напівпровідник не проводить електричний струм.

Однак на краю кристалу та в місцях, де присутні дефекти кристалічної решітки, а також в тих місцях, де замість атомів кремнію в решітку попали чужерідні атоми, стрійна система ковалентних зв'язків порушується. З точки зору електричних властивостей напівпровідника ці порушення можуть привести до переваги одного із двох ефектів.

Розглянемо, наприклад, що відбудеться, якщо в решітці кремнію один із атомів буде замінено атомом домішки третьої групи таблиці Менделєєва, що має п'ять валентних електронів (фосфор, миш'як, сурма). Чотири електрони домішаного атома будуть зв'язані ковалентними зв'язками з електронами сусідніх атомів

кремнію, а п'ятий електрон (рис. 16.2) не може утворити ковалентний зв'язок. Цей «зайвий» електрон слабкіше зв'язаний зі своїм атомом і його відносно легко перевести в зону провідності напівпровідника.

Енергія зв'язку «зайвих» електронів з решіткою приблизно у 100 разів менша, ніж у тих, що беруть участь в ковалентних зв'язках, і дорівнює приблизно 0,01 еВ.

Оскільки енергія теплового руху при звичайних температурах лежить у межах 0,02–0,03 еВ, то, володіючи такою енергією, ці зайві для хімічного зв'язку електрони вільно переміщуються по кристалу, таким чином стають *вільними носіями заряду*.

Коли електрони перекинуто з донорних домішкових рівнів у зону провідності, у напівпровіднику виникає *електронна домішкова провідність (провідність n-типу)*. Напівпровідники такого типу називаються *електронними* або *напівпровідниками n-типу* (від латинського *negative* — негативний).

В іншому випадку, що може бути зумовлено вкрапленням у решітку тривалентних атомів (бор, алюміній, індій), з'являються «зайві зв'язки». У такого атома (рис. 16.3) не вистачає одного електрона, щоб утворити повний комплект ковалентних зв'язків, необхідних для решітки кремнію. Але домішковий атом може створи-

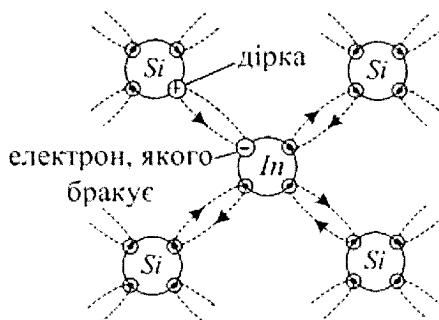


Рис. 16.3. Принцип дії акцепторної домішки

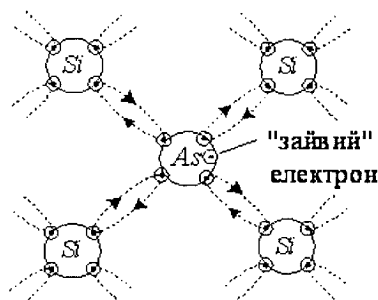


Рис. 16.2. Принцип дії донорної домішки

ти всі зв'язки, якщо він запозичає електрон у найближчого атома кремнію. Тоді на місці електрона, що вийшов з атома кремнію, утвориться позитивна дірка. В свою чергу, ця дірка може бути заповнена електроном з наступного сусіднього атома кремнію і т.д. Процес послідовного заповнення позитивних дірок електронами є еквівалентний руху

дірки у напівпровідникові і появі в ньому носіїв струму. Атоми таких домішок називаються *акцепторами* (від латинського слова *acceptor* — приймач). Дірка еквівалентна втраті електрона нейтральним атомом і володіє, тому, позитивним зарядом. Енергія її зв'язку з решіткою також близько 0,01 eВ.

В зовнішньому електричному полі електрони переміщуються у бік, протилежний напрямку напруженості електричного поля. Позитивні дірки переміщуються у напрямку напруженості електричного поля, тобто в той бік, куди під дією електричного поля *переміщувався би позитивний заряд*. Електропровідність напівпровідника, що зумовлена переміщенням позитивних дірок, називають *дірковою провідністю*. Процес переміщення дірок вздовж напрямку напруженості електричного поля, а електронів — в протилежному напрямку, відбувається по всій масі напівпровідника. Таким чином, у напівпровідниках поряд зі звичайною електронною провідністю спостерігається діркова провідність.

Так в першому наближенні може бути пояснене існування напівпровідників двох типів — електронних, або *n-типу*, і діркових, або *p-типу* (від лат. *positiv* — позитивний).

Носії зарядів, що обумовлені домішкою називаються *основними*. Однак, поряд з основними у напівпровіднику є, звичайно у малій кількості, *неосновні* носії зарядів — вільні електрони у напівпровіднику *p*-типу і дірки у напівпровіднику *n*-типу.

Властивості електронно-діркового переходу

Область монокристалічного напівпровідника, в якій відбувається зміна провідності з електронної на діркову (або навпаки), називається *електронно-дірковим переходом* (*p-n* перехід). Такий *p-n* перехід утвориться у кристалі напівпровідника, якщо в ньому за допомогою відповідних домішок будуть створені ділянки з різною (*n* і *p*) провідністю.

При стиканні двох напівпровідників з різними типами провідності починається утворення контактного подвійного шару. Внаслідок різної концентрації основних носіїв заряду по обидва боки від межі розподілу електрони з *n* — напівпровідника будуть дифундувати у дірковий напівпровідник *p*. Це призведе до збіднення електронами *n*-напівпровідника поблизу межі й до утворення надлишкового позитивного заряду в *n*-кристалі. Дифузія дірок з *p* — напівпровідника буде відбуватися в протилежному напрямку і

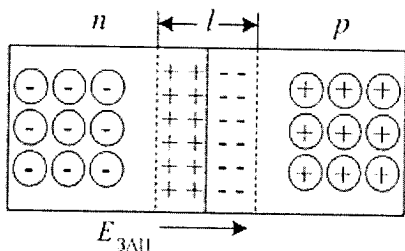


Рис. 16.4. Потенційний бар'єр p-n переходу

посилить утворення збиткових електричних зарядів протилежного знаку на межі електронно-діркового переходу. Таким чином, створюється подвійний електричний шар товщини l (рис. 16.4), що перешкоджає подальшому переходу електронів і дірок через межу розподілу двох напівпровідників. Цей подвійний шар є для носіїв струму потенційним бар'єром висотою в декілька десятків вольтів, що створює електричне поле $E_{\text{зап}}$. Такий бар'єр електрони і дірки можуть подолати лише при дуже високій температурі, близько тисячі градусів, тому контактний шар є для носіїв струму запиральним шаром, який має підвищений опір. При цьому дифузійний струм $I_{\text{диф}}$, який обумовлений дифузцією основних зарядів дорівнює дрейфовому $I_{\text{др}}$, який обумовлений рухом неосновних носіїв заряду під дією $E_{\text{зап}}$.

Припустимо, що n — напівпровідник підключений до негативного полюсу джерела, а плюс поданий на p — напівпровідник (рис. 16.5) — пряме вмикання. Тоді під дією електричного поля E електрони в n — напівпровідникові пересуваються до межі розподілу напівпровідників. Дірки в p — напівпровідникові під дією того ж поля пересуваються назустріч електронам також до цієї межі. При такому пропусковому (прямому) напрямку струму в напівпровіднику товщина запирального шару буде безперервно зменшуватися. Електрони, переходячи межу, «заповнюють» дірки, і в пригранничному шарі відбувається рекомбінація електронів з дірками.

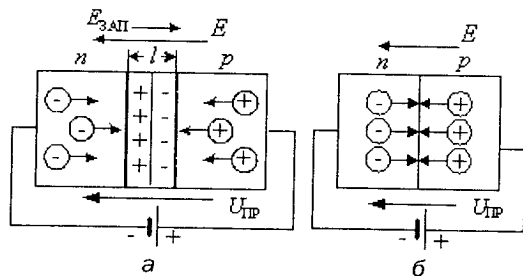


Рис. 16.5. Пряме вмикання p-n переходу

Границя p - n переходу не буде представляти опору для струму, що викликається зовнішньою напругою. Ця напруга необхідна тільки для того, щоб підтримувати зустрічний рух електронів і дірок.

Якщо змінити полярність поданої до напівпровідників напруги на зворотну, дірки в p — напівпровіднику і електрони в n — напівпровіднику будуть пересуватися від межі розподілу в протилежні боки (рис. 16.6). В цьому випадку біля границі розділу буде збільшуватися розмір запирального шару l , в якому концентрація рухомих носіїв струму — електронів і дірок — буде значно менша, ніж в іншому об'ємі напівпровідника. В області, збідненій рухомими зарядами, буде зростати подвійний електричний шар нерухомих зарядів протилежного знаку. В напівпровіднику p -типу поблизу межі будуть знаходитися частини, заряджені негативно. По інший бік від межі в n — напівпровіднику зберуться позитивно заряджені частини.

Чим більше зворотна напруга, що запирає, тим товщій подвійний шар, збіднений рухомими носіями струму, і внаслідок цього, тим більший опір такого шару. Це перешкоджає руху основних носіїв заряду. Проте, має місце дуже малий зворотний дрейфовий струм, що обумовлений неосновними носіями заряду, для яких поле надає силу та прискорення, достатні для подолання p - n переходу. При подальшому збільшенні напруги на переході цей струм поступово зростає. При деякому значенні напруги відбувається пробій p - n переходу і зворотній струм швидко збільшується. Це обумовлено тим, що при русі крізь перехід під дією електричного поля неосновні носії отримують енергію, що достатня для ударної іонізації атомів напівпровідника. У переході починається лавинне розмноження зарядів. Такий вид електричного пробію називається *лавинним*. Він має місце у напівпровідниках, що мають відносно широкий p - n перехід. Якщо ширина переходу недостатня для виникнення лавинного пробію із-за недостатньої для ударної іонізації енергії, що отримують носії заряду при русі через перехід, може виникнути *електричний пробій p - n переходу*.

Збільшення зворотного струму при значній напрузі пробію обумовлює виділення значної потужності на p - n переході та його

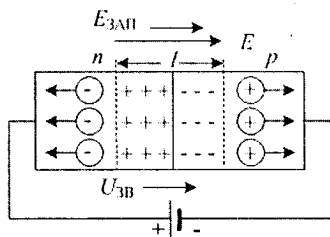


Рис. 16.6. Зворотне вмикання p - n переходу

швидке нагрівання, що призводить до *теплого пробую* і пошкодженню переходу.

Дія прямої, пропускнуї напруги призводить, навпаки, до нейтралізації поля подвійного шару, до зниження потенційного бар'єру на кордоні *p-n* переходу (за рахунок рекомбінації електронів і дірок), і опір переходу різко зменшується. В результаті при поданій змінній напрузі здійснюється одностороння провідність, тобто відбувається випрямлення струму. Розглянутий *p-n* перехід є основою для виготовлення діодів та інших напівпровідникових приладів, що є предметом подальшого розгляду.

Ємність *p-n* переходу. Розрізняють дві ємності — зарядну або бар'єрну та дифузійну.

Бар'єрна ємність C_B . Електронно-дірковий перехід є подвійним шаром різнойменних зарядів і поводить себе як плоский конденсатор, діелектриком якого є запіральний шар. Ємність цього конденсатора називається зарядною або бар'єрною. Величина цієї ємності пропорційна площині переходу і зворотна товщині запірального шару. При подаванні зворотної напруги товщина запірального шару збільшується — відповідно ємність зменшується (рис. 16.6).

Дифузійна ємність C_D . При прямому підключенні зовнішньої напруги крізь *p-n* перехід здійснюється рух носіїв зарядів до області, де вони є не основними. Електрони в області *p* утворюють негативний об'ємний заряд — q , дірки в області *n* — позитивний q . Змінювання напруги du призводить до відповідного змінювання заряду dq . Відношення зміни заряду до зміни напруги визначається, як дифузійна ємність: $C_D = dq/du$. Вона виявляється лише на малих частотах.

Загальна ємність *p-n* переходу $C = C_B + C_D$.

Поняття про напівпровідникові транзистори

Найчастіше в напівпровідникових транзисторах застосовується кремній (рідше германій). Це пов'язано з тим, що рухомість носіїв заряду в кремнії і германії більша, ніж в інших напівпровідниках. Важливою їхньою властивістю є відносно повільна рекомбінація дірок і електронів: заряджені частини протилежних знаків «встигають» минути в цих напівпровідниках тонкі шари, порядку 0,01-0,1 мм, без возз'єднання один з одним. Напівпровідникові транзистори, на відміну від діодів, містять два електронно-діркові переходи.

Біполярний транзистор являє собою два близько розташованих p - n -переходи (рис. 16.7): товщина центральної області (бази) складає 1-2 мікрметра і навіть менше. Його дія заснована як на струмі основних носіїв (дірок в p -області або електронів в n -області), так і на струмах неосновних носіїв (дірок в n -області або електронів в p -області). Термін *біполярний* вживається тому, що використовує носії заряду обох знаків.

Проаналізуємо роботу транзистора типу n - p - n при відповідній полярності джерел живлення. Основними носіями в емітерній (Е) і колекторній (К) областях є електрони, в базовій — дірки.

При відключеному колекторі перехід база-емітер являє собою звичайний діод, і при позитивній напрузі на базі крізь цей діод протікає електричний струм. Якщо ж при цьому подати на колектор значно більшу позитивну напругу, то електрони емітера, які влучили в базу і посунені на деяку відстань в бік колектора, опиняються в зоні дії сильного електричного поля колектора. В реальних транзисторах через дуже малу товщину бази більшість цих електронів буде зібрана колектором, і лише незначна їхня частина (менш 1%) нейтралізується, об'єднуючись (рекомбінуючи) з основними носіями бази — дірками.

Саме ця мала (~1%) частина електронів (точніше — дірок, що рекомбінують з електронами) утворює струм бази I_B , а пропорційна цьому струму, але значно більша частина електронів, без перешкоди, подолавши область бази, утворює струм колектора I_K . Відношення цих струмів визначає коефіцієнт підсилення за струмом (див. далі п. 16.5.1.).

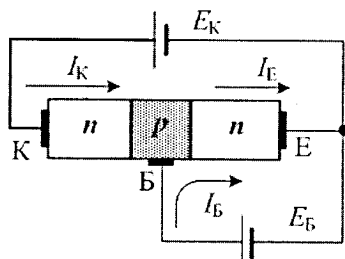


Рис. 16.7. До принципу дії транзистора

16.3. Напівпровідникові резистори

Це напівпровідникові прилади (НП) з двома виводами з однорідного напівпровідника без p - n переходів.

Лінійний резистор має постійний опір. Його вольт-амперна характеристика (рис. 16.8) — лінійна. Виготовляється з слаблених матеріалів типу арсеніду галію, як елемент інтегральних мікросхем (див. п.16.7). Інші напівпровідникові резистори нелінійні,

різноманітність їхніх властивостей визначається особливою чутливістю напівпровідникових матеріалів до впливу світла, температури, електричних і магнітних полів та ін.

Терморезистор — напівпровідниковий прилад (НП), опір якого залежить від температури (рис. 16.9). Розрізняють терморезистори прямого нагрівання (нагрівання здійснюється безпосередньо середовищем або струмом, що надходить крізь прилад) і терморезистори непрямого нагрівання (нагрівання здійснюється спеціальним нагрівачем). У залежності від температурної характеристики розрізняють *термістори* (крива — 1 і приклад зовнішнього вигляду на рис. 16.9) і *позистори* (крива 2 на рис. 16.9), відповідно, з негативним і позитивним температурним коефіцієнтом опору.

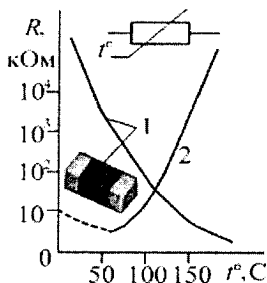


Рис. 16.9. Терморезистор і його температурна характеристика

туру. Терморезистори використовують в системах регулювання температури, теплового захисту, протипожежної сигналізації.

Варистор — НП, опір якого залежить від прикладеної до нього напруги (рис. 16.11). Використовуються в стабілізаторах, у пристроях захисту приладів та елементів кіл від пере напруги, у системах контролю та автоматичного регулювання.

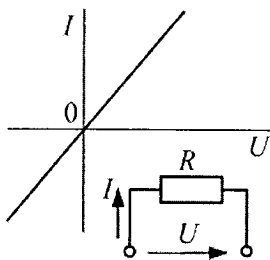


Рис. 16.8. Напівпровідниковий резистор і його вольтамперна характеристика

Просте електричне коло для вимірювання температури (рис. 16.10) складається з джерела постійної напруги, терморезистора R_K і лінійного резистора R . Струм у колі визначається як:

$$I = E / (R + R_K).$$

Змінювання температури t , внаслідок цього, опору R_K призводить до відповідної зміни струму I . Таким чином, вимірюванням струму в колі або напруги U_T на резисторі R можна контролювати темпера-

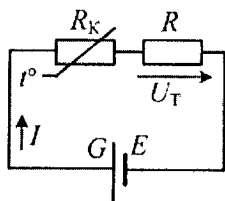


Рис. 16.10. Схема вмикання терморезистора

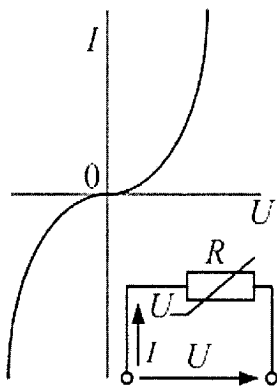


Рис. 16.11. Варистор і його характеристики

тових тензорезисторів. Це дозволяє прямо, без підсилювачів, підключати до тензорезисторів записуючі прилади. Тензорезистори наклеюються на елементи, деформацію яких необхідно вимірювати. За величиною змінювання струму при змінюванні опору можна вносити судження про деформацію, що дозволяє створювати прилади для контролю механічних напружень у вузлах машин, та вимірювання зусиль у балках та моментів кручення у валах.

Фоторезистор — НП, опір якого залежить від освітленості (див. п. 16.9).

Тензорезистор — НП, у якому використовується залежність електричного опору від механічних деформацій. Основною характеристикою тензорезисторів є деформаційна характеристика (рис. 16.12), що являє собою залежність відносного змінювання опору $\Delta R/R$ від деформації $\Delta l/l$, де l — довжина робочого тіла тензорезистора. Коефіцієнт тензочутливості $K = (\Delta R/R)/(\Delta l/l)$ для різних тензорезисторів складає від -150 до $+150$, що набагато вище ніж у дров-

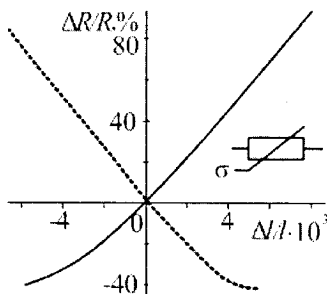


Рис. 16.12. Тензорезистор і його деформаційна характеристика

16.4. Напівпровідникові діоди

Напівпровідниковий діод — це НП з одним $p-n$ переходом (рис. 16.13) і двома зовнішніми виводами (А-анод, К-катод). Найбільше застосування отримали германієві та кремнієві напівпровідникові діоди, а також діоди, що виконані на основі арсеніду галію. Характеристики діода визначаються властивостями $p-n$ переходу.

Якщо до $p-n$ переходу прикласти напругу $U_{\text{пр}}$ (більшу $E_{\text{зап}}$ — п.16.2) у прямому напрямку (рис. 16.14, а), то потенційний бар'єр переходу знижується: діод відкривається і крізь нього надходить відносно великий струм $I_{\text{пр}}$. Зв'язок між прямим падінням напруги

$U_{\text{пр}}$ і прямим струмом відображено прямою гілкою вольт-амперної характеристики діода (рис. 16.14, б). При цьому пряме падіння напруги становить приблизно 0,6 В для германієвого та 1,0 В для кремнієвого діодів і мало залежить від величини прямого струму, тобто опір відкритого діода — незначний. Якщо ним нехтувати, то струм:

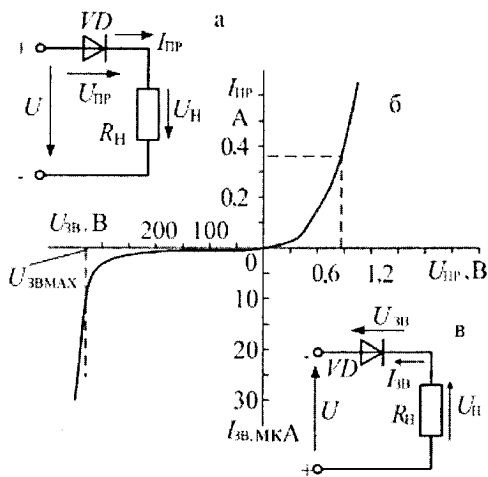


Рис. 16.14. Властивості напівпровідникового діода: а — пряме вмикання; б — вольт-амперна характеристика; в — зворотне вмикання

стане електронний пробій p - n переходу, зворотний струм при цьому різко збільшується, що може привести до теплового пробію p - n переходу і пошкодженню діода.

Стрілка в умовному позначенні (рис. 16.13) показує провідний напрямок діодів, літерне позначення VD (вентиль діодний).



Рис. 16.15. Зовнішній вигляд діодів

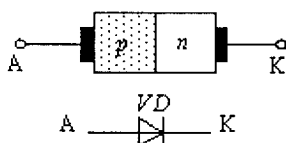


Рис. 16.13. Структура і умовне позначення напівпровідникового діода

$$I_{\text{пр}} = U/R_{\text{н}},$$

де: U — напруга джерела, $R_{\text{н}}$ — опір навантаження.

Якщо подавати напругу $U_{\text{зв}}$ зворотної полярності (рис. 16.14, в), то потенційний бар'єр p - n переходу підвищується — діод закривається, через нього надходить лише дуже малий зворотний струм $I_{\text{зв}}$ при значних зворотних напругах, що відображено зворотною гілкою вольтамперної характеристики, тобто опір закритого діода — великий. Якщо є перевищення зворотною напругою значення $U_{\text{звМАХ}}$, ста-

ється електронний пробій p - n переходу, зворотний струм при цьому різко збільшується, що може привести до теплового пробію p - n переходу і пошкодженню діода.

Випрямні діоди — призначені для перетворення змінного струму в пульсуючий струм однієї полярності в некерованих

випрямлячах (див п. 17.1). В якості робочої використовують пряму гілку характеристики (рис. 16.14, б), при пропусканні випрямленого струму (діод відкритий) і початкову ділянку зворотної до (0.7-0.8) $U_{ЗВМАХ}$ при закриванні діода. Зовнішній вигляд діодів малої, середньої та великої потужності наведено на рис. 16.15.

Основними параметрами випрямних діодів є:

$I_{ПРСРМАХ}$ ($I_{F(AV)}$)* максимально допустиме середнє значення прямого струму, що викликає допустиме нагрівання діода за визначеними умовами охолодження (тут і далі примітка * — міжнародний стандарт);

$U_{ЗВМАХ}$ (U_{RRM})* максимально допустима зворотна напруга — найбільше миттєве значення зворотної напруги, що прикладена до діода та не викликає змінювання його параметрів.

Діоди виготовляються на струм $I_{ПРСРМАХ} = 0,01...2000$ А і напругу $U_{ЗВМАХ} = 10...4000$ В.

Приклад умовного позначення силового діода: тип Д-161-200-8, де: Д — випрямний діод; 161 — конструктивне виконання [22]; струм — $I_{ПРСРМАХ} = 200$ А; напруга — $U_{ЗВМАХ} = 8 \cdot 100В = 800$ В.

Вибір для конкретної схеми випрямлення здійснюється за умовами:

$$I_{ПРСРМАХ} \geq K_3 \cdot I_{VDCP}, \quad U_{ЗВМАХ} \geq K_3 \cdot U_{ЗВм},$$

де K_3 — коефіцієнт запасу (1,3...1,5); I_{VDCP} — середнє значення струму кризь діод; $U_{ЗВм}$ — найбільше миттєве значення зворотної напруги, прикладеної до діода (величини I_{VDCP} і $U_{ЗВм}$ визначені у п. 17.2).

Коефіцієнт корисної дії (ККД) діода як перетворювального приладу достатньо високий, що впливає з порівняння потужності, що надходить на навантаження при відкритому діоді $P_H = U_H \cdot I_{ПР}$ (рис. 16.14, а) з витратами потужності на ньому:

$$P = U_{ПР} \cdot I_{ПР}.$$

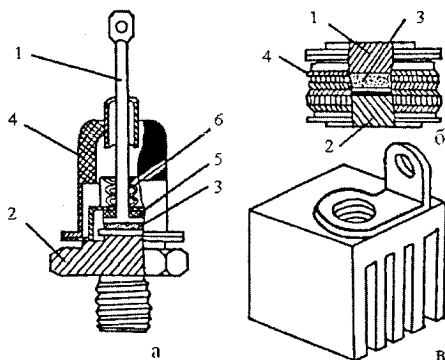


Рис. 16.16. Зовнішній вигляд і конструкція випрямних діодів: а) штирьова конструкція; б) таблеткова конструкція; в) охолоджувач

Так при $U = 1000$ В та $U_{\text{ПР}} = 1$ В: $U_{\text{Н}} = U - U_{\text{ПР}} = 1000 - 1 = 999$ В. Коефіцієнт корисної дії $\eta = P_{\text{Н}} / (P_{\text{Н}} + P) = U_{\text{Н}} / U = 0,999$.

Потужні силові випрямні діоди виготовляються у штирьовому (рис. 16.16, а) або таблетковому (рис. 16.16, б) виконанні.

Діод складається: 1 – вивід катода, 2 – вивід анода (основа корпуса), 3 – випрямний елемент (кристал напівпровідника), 4 – керамічний ізолятор, 5 – ізолятор, 6 – тарілчасті пружини. У діоді таблеткового типу підведення струму здійснюється натискуванням

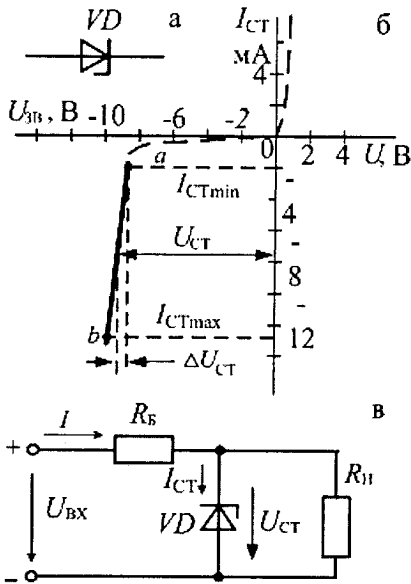


Рис. 16.17. Стабілітрон:

а – умовне позначення;

б – ВАХ; в – схема вмикання

якого робочою є ділянка зворотної гілки вольт-амперної характеристики (ВАХ) в області електричного пробою p - n переходу (ab на рис. 16.17, б), де напруга на ньому $U_{\text{СТ}}$ майже не залежить від струму стабілітрона. Тому до джерела $U_{\text{ВХ}}$ стабілітрон VD підключають у зворотному напрямку (злам у бік, що є зворотним стрілкою в умовному позначенні, нагадує про це).

Основні параметри стабілітронів:

$U_{\text{СТ}}$ – напруга стабілізації при роботі з номінальним струмом $I_{\text{СТНОМ}}$. Це головний параметр, заради якого і застосовуються

струмопровідних пластин до верхньої (1) та нижньої (2) основ корпуса. В потужних діодах витрати енергії викликають нагрівання p - n переходу. Для утримання температури кристала в допустимих межах використовують спеціальні охолоджувачі (рис. 16.16, в). Корпус штирьового діода вгвинчується в охолоджувач, таблеткового типу – притиснутий до нього. Тепло від приладу передається крізь охолоджувач із його розгорнутої поверхні у довкілля. У діодах на великий струм використовують примусове повітряне (обдув охолоджувачів) або рідинне охолодження.

Стабілітрон – напівпровідниковий діод (рис. 16.17, а), у

стабілітрони. Задано також допустиме відхилення напруги стабілізації ΔU_{CT} (у % або абсолютне значення, В);

I_{CTmin} — це струм, що визначає початок робочої зони стабілізації;

I_{CTmax} — максимальний струм, що визначає кінець робочої зони стабілізації.

Перевищення I_{CTmax} неприпустимо з причини небезпеки теплового пробою і пошкодження $p-n$ переходу.

Виготовляються стабілітрони на різні напруги (від 3 до 200 В) із струмом стабілізації I_{CTmax} від 0,01 А до 1,5 А.

Стабілітрони широко застосовуються у різних схемах стабілізаторів і обмежувачів напруги. Для цього навантаження R_H вмикають паралельно стабілітрону VD (рис. 16.17, в), тоді напруга $U_H = U_{CT}$ і практично постійна при зміні U_{BX} і опору R_H у визначених межах. Для обмеження струму послідовно з ними вмикають баластний резистор з опором R_B .

Варикап — напівпровідниковий діод (рис. 16.18), у якого використовується бар'єрна ємність C_B закритого $p-n$ переходу, що залежить від прикладеної до діоду зворотної напруги $U_{ЗВ}$. Основною характеристикою варикапа є залежність його ємності від зворотної напруги (вольт-фарадна характеристика) $C_B = f(U_{ЗВ})$.

Номінальна ємність варикапу визначається при номінальному значенні напруги $U_{ЗВ}$. Максимальна ємність варикапа у залежності від його типу складає 5-300 пФ.

Варикапи застосовують в системах дистанційного керування та автоматичного регулювання частоти у ролі елемента з електрично керованою ємністю.

На рис. 16.19 подано приклади сучасних діодів, які зазвичай мають конкретне призначення.

На рис. 16.19, а зображений 400-вольний діод 105PF40T* в метало-скляному корпусі з кріпленням під гайку, нормований на струм 105 А (при 150°C), він має пряме пікове падіння напруги 0,98 В при струмі 200 А, високу перевантажувальну здатність (до 2500 А) і може застосовуватися у пристроях зарядки акумуляторів та дугової зварки.

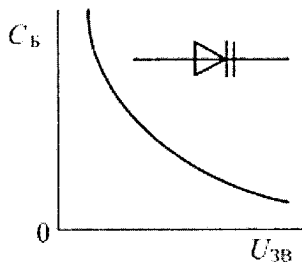


Рис. 16.18. Варикап і його вольт-фарадна характеристика

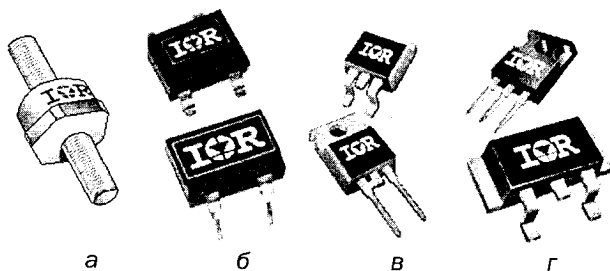


Рис. 16.19. Сучасні діоди спеціального призначення

Випрямні діоди *DF06S* (рис. 16.19, б) основною областю застосування мають випрямні пристрої малопотужних вторинних джерел живлення напругою 220 В: вони можуть випускатися безпосередньо як модульні діодні мости. У них висока стійкість: струм пробою у 30 разів перевищує номінальний, температурний діапазон $-55...+150^{\circ}\text{C}$, напрацювання на відмову 10 тис. годин.

Спеціалізовані діоди серій *ETX* і *ETL* (рис. 16.19, в) на струми 8 і 15 А призначені для активних коректорів коефіцієнта потужності, які застосовуються у сучасних імпульсних джерелах живлення. Силові коректори згладжують пульсації змінного струму, забезпечуючи максимальну споживану потужність від мережі змінного струму. Діоди *ETX* мають низькі енергію та час зворотного поновлення від 15 нс (8ETX06), діоди *ETL* мають найменше падіння напруги — 0,81 В при максимальній температурі кристалу (8ETL06).

Лінійка діодів Шоттки на 15 і 20 В (рис. 16.19, г) орієнтована на серво- і телекомсистеми, призначені для випрямлення у вторинних колах перетворювачів високої частоти. У цих діодах забезпечені низькі параметри прямого спаду напруги та зворотного струму витоку. Так діод 80CNT020 розрахований на прямий струм 80 А (40 А на один контакт), максимальна зворотна напруга 20 В, температура переходу 150°C , максимальна пряма напруга 0,36 В при 40 А і 25°C , зворотний струм витоку 3 мА при 25°C і 950 мА при 125°C .

16.5. Транзистори

Транзистор (*TRANSfer resISTOR*: перетворення і резистор) — це повністю керований напівпровідниковий прилад, що має три або більше виводів і призначений для підсилення або генерації електричних сигналів, а також для комутації електричних кіл. Транзистори розподіляються на біполярні і польові (уніполярні).

16.5.1. Біполярні транзистори

Біполярний транзистор — напівпровідниковий прилад з трьома областями напівпровідника, що чергуються: $p-n-p$ (рис. 16.20, а) або $n-p-n$ (рис. 16.20, б) та двома $p-n$ переходами, у яких протікання робочого струму обумовлено носіями зарядів обох знаків.

Область, що є джерелом носіїв зарядів (електронів або дірок), названо емітером (Е); область, що приймає заряди від емітера, названо колектором (К); область між ними — база (Б).

Умовні позначення транзисторів $p-n-p$ і $n-p-n$ типів наведені на рис. 16.20. Пунктиром показано напрямок струму в транзисторі, що визначається напрямком стрілки в умовному позначенні емітера (відповідно з цим обирається полярність джерел живлення). Літерне позначення транзисторів — VT (вентиль транзисторний).

Зовнішній вигляд транзисторів малої, середньої та великої потужності в металевому та пластмасовому корпусі показано на рис. 16.21.

Схеми вмикання транзистора визначаються за електродам, що є спільним для вхідного і вихідного кіл. Розрізняють схеми вмикання: *зі спільною базою (СБ), спільним емітером (СЕ) і спільним колектором (СК)*.

Найбільше поширеною є схема з СЕ (рис. 16.22 для транзистора $n-p-n$ типу). При цьому послідовно з колектором до джерела живлення з ЕРС E_K вмикається резистор з опором R_K , що обмежує струм (у даному випадку виконує роль навантаження $R_K = R_H$). Джерело вхідного сигналу, що підлягає підсиленню і має ЕРС $E_{ВХ}$, 32 В. І. Міліх

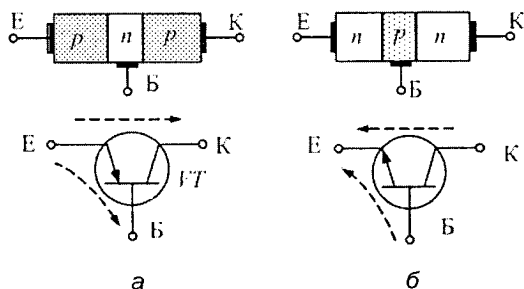


Рис. 16.20. Структура і умовні позначення біполярного транзистора: а) $p-n-p$ типу; б) $n-p-n$ типу

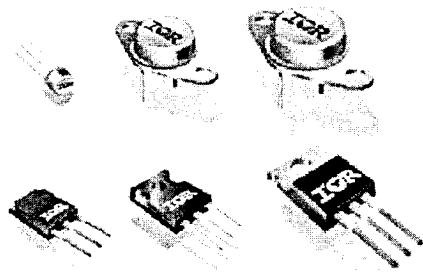


Рис. 16.21. Зовнішній вигляд транзисторів

підключено до входних затискачів Б-Е. Вхідна напруга $U_{ВХ} = U_{БЕ}$, вхідний струм — $I_{Б}$, опір переходу Б-Е $R_{БЕ} = U_{БЕ} / I_{Б}$ — вхідний

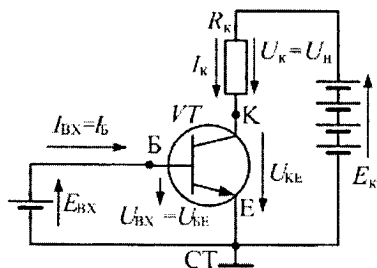


Рис. 16.22. Схема вмикання транзистора зі спільним емітером

(рис. 16.23), **вихідна** — залежність $I_{К}(U_{КЕ})$ при фіксованому $I_{Б}$ (на рис. 16.24 подано сімейство характеристик при різних $I_{Б}$). Згідно схеми (рис. 16.22) для вихідного кола маємо:

$$U_{КЕ} = E_{К} - U_{Н} = E_{К} - I_{К} \cdot R_{К}, \quad (16.1)$$

де: $U_{Н}$ — напруга на опорі навантаження $R_{К}$. Цьому виразу відповідає **лінія навантаження транзистора** — пряма, яку можна побудувати в тій же системі координат (рис. 16.24), що і сімейство вихідних характеристик за двома точками А ($U_{КЕ} = E_{К}$ при $I_{К} = 0$) та В ($U_{КЕ} = 0$ при $I_{КМАХ} = E_{К} / R_{К}$). Точки перетину цієї лінії з вихідними характеристиками дозволяють визначити значення струму $I_{Кi}$ за відповідними значеннями I_{Bi} , згідно яким можна побуду-

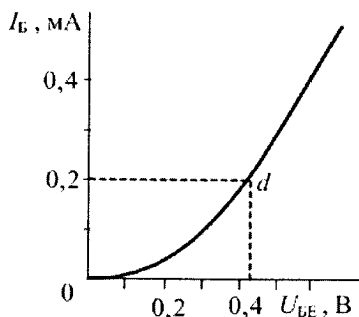


Рис. 16.23. Вхідна характеристика транзистора в схемі зі спільним емітером

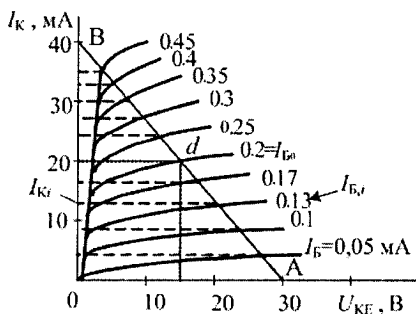


Рис. 16.24. Вихідні характеристики транзистора в схемі зі спільним емітером

вати **перехідну характеристику** транзистора $I_K = f(I_B)$ у схемі з СЕ (рис. 16.25). Вихідний опір транзистора:

$$R_{KE} = U_{KE} / I_K = (E_K - I_K \cdot R_K) / I_K = E_K / I_K - R_K.$$

Опір R_{KE} також є функцією вхідного струму I_B , тому що $I_K = f(I_B)$: цьому відповідає еквівалентна схема транзистора на рис. 16.26.

Таким чином, транзистор – резистор, що регулюється, величина вихідного опору якого R_{KE} залежить від вхідного струму бази, тобто $R_{KE} = f(I_B)$.

За перехідною характеристикою можна встановити три режими роботи транзистора:

– **режим відсікання**, або закритий стан транзистора (точка а на рис. 16.25). При цьому $U_{BE} = 0$, $I_B = 0$, $I_K = I_{KMIN}$, $U_H = U_{HMIN} = I_{KMIN} \cdot R_K$, значення вихідного опору транзистора R_{KE} – максимальне. На схемі рис. 16.26 це відповідає нижньому положенню повзунка реостата R_{KE} . Для ідеального транзистора: $I_K = 0$, $R_{KE} = \infty$, $U_{KE} = E_K$, $U_H = 0$;

– **активний режим**, або режим підсилення (лінійна ділянка $a-b$). При збільшенні U_B і, відповідно, I_B зростає струм навантаження I_K , значення R_{KE} та U_{BE} зменшуються (повзунок реостата R_{KE} на рис. 16.26 зміщується догори): струм I_K пропорційний струму I_B , що відображено залежністю:

$$I_K = \beta \cdot I_B, \quad (16.2)$$

де: β – коефіцієнт підсилення за струмом;

– **режим насичення** – транзистор повністю відкритий (ділянка $b-c$). Він має місце, коли $U_B > U_{BHAC}$ та $I_B > I_{BHAC}$. При цьому $I_K = I_{KMAX}$, $U_H = U_{HMAX}$, $U_{KE} = U_{KEMIN}$, $R_{KE} = R_{KEMIN}$ (для ідеального транзистора $I_K = E_K / R_K$, $U_K = E_K$, $U_{KE} = 0$, $R_{KE} = 0$).

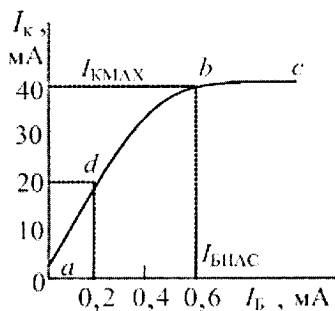


Рис. 16.25. Перехідна характеристика транзистора в схемі зі спільним емітером

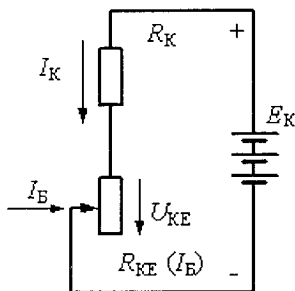


Рис. 16.26. Еквівалентна схема вихідного кола транзистора

Якщо вхідний сигнал I_B зменшується, то зміни стаються у зворотному напрямку, тобто *транзистор — це повністю керований напівпровідниковий прилад, що дозволяє за допомогою малопотужного електричного сигналу керувати великою потужністю на виході за рахунок енергії джерела живлення (E_K)*.

Так, приміром, для точки d (рис. 16.24, рис. 16.25) при вхідних значеннях $U_{BE} = 0,42$ В та $I_B = 0,2$ мА вихідні значення струму $I_K = 20$ мА і напруга навантаження $U_H = E_K - U_{KE} = 30 - 15 = 15$ В. При цьому коефіцієнт підсилення за струмом $K_I = \beta = I_K/I_B = 100$, коефіцієнт підсилення напруги: $K_U = U_H/U_{BE} = 35,7$; коефіцієнт підсилення потужності: $K_P = U_H \cdot I_K / (U_{BE} \cdot I_B) = K_I \cdot K_U = 3570$.

Частина енергії джерела втрачається на опорі R_{KE} транзистора: $P_K = U_{KE} \cdot I_K$, що викликає нагрівання кристала. З метою збільшення допустимої потужності P_{KMAX} колектор потужних транзисторів для покращення тепловідведення поєднують з металевим корпусом, а останній встановлюють на охолоджувач.

Основними параметрами для вибору транзисторів є:

— *допустима потужність P_{KMAX}* — максимальна потужність, що розсіюється на колекторному переході (за відповідними умовами охолодження), при якій температура переходу не перевищує допустиму T_{MAX} (для германієвих $T_{MAX} = 80 \dots 100$ °С, для кремнієвих — $T_{MAX} = 150 \dots 200$ °С);

— *допустима напруга U_{KEMAX}* — тривала максимальна напруга, при якій не стається електричного пробую колекторного переходу;

— *допустимий струм колектора I_{KMAX}* — максимальний постійний струм, що викликає допустиме нагрівання напівпровідника;

— *статичний коефіцієнт підсилення* (передавання) струму в схемі з спільним емітером β (у довідниках позначається також символом h_{21E});

— *максимальна допустима частота f* , за якою h_{21E} зменшується до 1 (транзистор втрачає властивості підсилювання під впливом шкідливих ємностей на цих частотах).

Діапазон значень параметрів вітчизняних біполярних транзисторів знаходиться у межах: $h_{21E} = 10 \dots 1000$; $I_{KMAX} = 0,01 \dots 100$ А; $P_{KMAX} = 0,01 \dots 350$ Вт; $U_{KEMAX} = 5 \dots 1500$ В; $f = 0,1 \dots 8000$ МГц.

Вхідний струм схеми з СЕ (рис. 16.22) — це прямий струм p - n переходу Б-Е, *тобто біполярний транзистор — це прилад, що керується вхідним струмом*.

Вхідний опір $R_{ВХ}$ — це прямий опір переходу Б-Е, що відносно малий ($R_{ВХ}$ не перевищує декількох кОм), тому ці транзистори в схемі з СЕ можна використовувати лише для відносно потужних джерел вхідних сигналів, що здатні забезпечити такий струм.

Приклад 16.1. У схемі рис. 16.22 використовується транзистор, вихідні характеристики якого наведені на рис. 16.24. Визначити невідомі параметри для побудовання лінії навантаження якщо: $E_K = 30$ В, $R_K = 750$ Ом.

Розв'язання. Згідно з (16.1), максимальний струм колектора $I_{КМАХ}$ з $U_{КЕ} = 0$ ($R_{КЕ} = 0$) дорівнює $I_{КМАХ} = E_K/R_K = 30/750 = 40 \cdot 10^{-3}$ А. Значення $U_{КЕ}$ з струмом колектора $I_K = 0$ (V_T — закритий і $R_{КЕ} = \infty$) $U_{КЕ} = E_K = 30$ В.

16.5.2. Польові транзистори

Польові (уніполярні) транзистори (ПТ) — це прилади, струм крізь які обумовлений пересуванням носіїв заряду тільки одного знаку та керується поперечним електричним полем. Спрощена структура і умовні позначення ПТ наведені на рис. 16.27.

Канал — область ПТ, в якій регулюється струм (на рис. 16.27, а, ПТ з каналом n -типу; на рис. 16.27, б, — p -типу).

Область каналу, від якої починається пересування основних носіїв, називають **витоком В**, а область, до якої вони пересуваються **стоком С**. Область, що керує (охоплює канал) названо **затвором З**. Стрілка в позначенні затвора спрямована від слою p до n і дозволяє встановити тип приладу.

На рис. 16.28 показано вмикання ПТ з каналом n -типу в схемі з спільним витоком. ПТ підключений затискачами СВ послідовно з навантаженням R_H до джерела з напругою $U = 10$ В. Вхідний сигнал $U_{ВХ}$ подано на вхідні затискачі ЗВ (сигнал зворотної полярності для p - n переходу).

Якщо вхідний сигнал відсутній (рис. 16.28, а), p - n перехід займає малу область кристалу, зона n -провідності займає весь переріз каналу, тобто опір

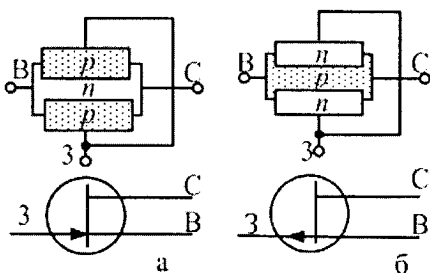


Рис. 16.27. Структура і умовні позначення ПТ:
а) з каналом n -типу;
б) з каналом p -типу

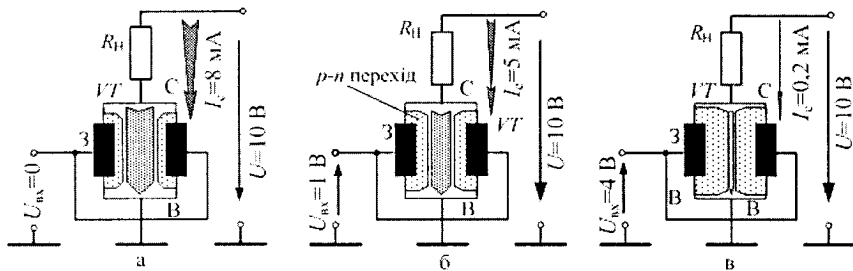


Рис. 16.28. Вмикання ПТ за схемою зі спільним витоком

R_{CB} ПТ мінімальний, а струм I_C — максимальний. Транзистор повністю відкритий.

Якщо збільшувати зворотню вхідну напругу $U_{BX} = U_{ЗВ}$, $p-n$ перехід закривається у більшому ступені, тобто його область в n каналі, збіднена носіями струму, поширюється. При цьому активна зона звужується (рис. 16.28, б), тобто провідний переріз каналу зменшується, опір R_{CB} збільшується, струм стоку I_C — зменшується.

Із подальшим збільшенням зворотної напруги $U_{ЗВ}$ до значення напруги відсікання $U_{ВІДС}$ стається повне перекривання каналу для основних носіїв і струм $I_C \approx 0$ (рис. 16.28, в).

Таким чином, ПТ керується зворотною для $p-n$ переходу напругою (електричним полем, звідки й назва). Тому його вхідний струм I_3 — це малий зворотній струм $p-n$ переходу, а вхідний опір $R_{ЗВ}$ — це зворотній опір $p-n$ переходу, що набагато більший ніж прямий ($R_{ЗВ} > 10^8$ Ом).

Високий опір і малий вхідний струм — важливі переваги ПТ, що дозволяють їм працювати з менш потужними джерелами вхідних сигналів, ніж це можливо для біполярних транзисторів. Вихідна потужність ПТ, як правило, менша, ніж біполярних (з причин обмеження розміру каналу).

Вольт-амперними характеристиками ПТ є: *прохідна (стокозатворна)* $I_C = f(U_{ЗВ})$ (крива 1 на рис. 16.29, а), знята для фіксованої напруги U_{CB} , та *вихідні* $I_C = f(U_{CB})$, що зняті для фіксованих значень напруги $U_{ЗВ}$ (рис. 16.29, б). Як впливає з них, змінюванням напруги, що керує у межах $U_{ВІДС} < U_{ЗВ} < 0$, можна в широких межах регулювати струм у колі стоку I_C . На ПТ поширюється еквівалентна схема рис. 16.26 з тією різницею, що тепер $R_{CB} = f(U_{BX}) = f(U_{ЗВ})$.

Подальший розвиток мікроелектроніки пов'язаний зі створенням ПТ з ізольованим затвором (рис. 16.30), які мають структуру метал (М) — діелектрик (Д) — напівпровідник (Н), скорочено МДН. На підкладці p -типу створюються області n -типу, до яких підведені зовнішні електроди В і С.

Між металевим затвором З та підкладкою знаходиться діелектрик Д, частіше за все діоксид кремнію SiO_2 . З цієї причини МДН — структури частіше названо МОН — структурами (метал — оксид — напівпровідник).

Так, звичайні МДН транзистори мають 4 виводи. Провідний канал n -типу утворюється в поверхневому прошарку підкладки під діелектриком. Цей канал є влаштованим (при виготовленні транзистору) або індуктованим, що виникає під впливом електричного поля, яке створюється позитивною напругою між затвором та витоком.

Умовні позначення МДН транзисторів і полярність їхнього вмикання наведені на рис. 16.30, де стрілка спрямована від p -типу до n , а індуктований канал позначається пунктиром.

На рис. 16.29, а, наведена *стоко-затворна характеристика* МДН транзистора з влаштованим каналом n -типу — крива 2. Його вхідна напруга має позитивний або негативний знак. Крива 3 —

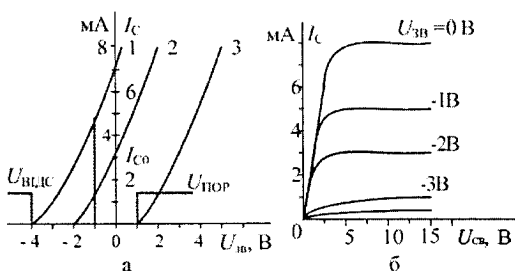


Рис. 16.29. Характеристики ПТ у схемі зі спільним витоком: а) стоко-затворні характеристики; б) вихідні характеристики

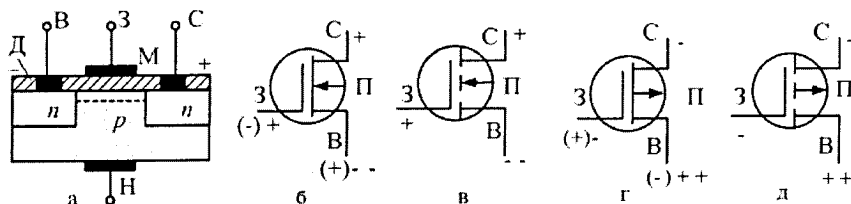


Рис. 16.30. ПТ з ізольованим затвором: а) структура; б) влаштований канал n -типу; в) індуктований канал n -типу; г) влаштований канал p -типу; д) індуктований канал p -типу

характеристика МДН-транзистора з індуктованим затвором. Вона знаходиться в області позитивних вхідних напруг, оскільки індуктований канал утворюється тільки з деякою пороговою напругою $U_{\text{ПОР}}$. **Вихідні характеристики** цих транзисторів аналогічні кривим рис. 16.29, б.

МДН – транзистори мають більший вхідний опір ($R_{\text{ВХ}} > 10^9 \text{ Ом}$), тому що затвор ізолюваний. Це дозволяє застосовувати мікропотужні джерела вхідних сигналів.

У якості максимально допустимих параметрів ПТ нормуються: напруги $U_{\text{СВМАХ}}$ та $U_{\text{ЗВМАХ}}$; потужність стоку $P_{\text{СМАХ}}$; струм стоку $I_{\text{СМАХ}}$.

Як і біполярні, ПТ широко застосовуються для отримання високих вхідних опорів у різних підсилювальних пристроях, наприклад, в операційних підсилювачах (п.18.4). В останній час основна область застосовування ПТ – інтегральні мікросхеми, де їхнє застосовування дозволяє реалізовувати складні за функціональними можливостями пристрої з малим споживанням потужності.

На рис. 16.31 подано приклади сучасних потужних польових транзисторів, які відрізняються від біполярних перевагами за швидкістю перемикавання, відсутністю вторинного пробою, широкою областю безпечної роботи і високим коефіцієнтом підсилення. Силкові ПТ в останній час широко застосовуються в перетворювальній техніці. Багато польових транзисторів створюються для автомобільної електроніки (рис. 16.31, а-в). Так польовий 100-вольтний транзистор IRLR3110ZPBF (рис. 16.31, а) для силової електроніки відноситься до логічно керованих, опір його каналу у відкритому стані змінюється тільки лише з 14 до 16 мОм при зміні напруги на затворі з 10 до 4,5 В, що дозволяє напряму узгоджувати

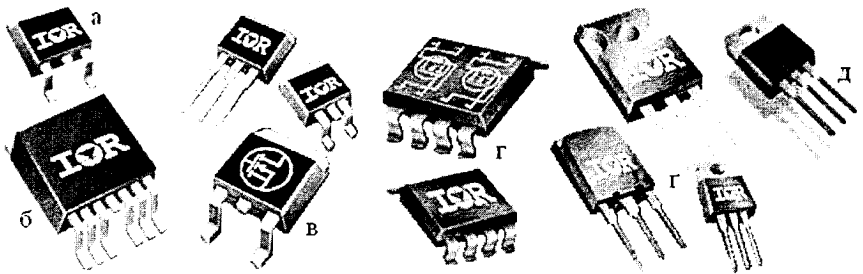


Рис. 16.31. Приклади польових транзисторів

транзистор з виходами мікропроцесора з 5-вольтовою шиною. Допустимі струм стоку 42 А, температура кристалу — 175°C.

Прикладом силових транзисторів з МОН-структурою є 55-вольтовий транзистор IRF3805S-7P (рис. 16.31, б), який має неперервний продовжуваний струм 160 А і нормований максимальний опір каналу 2,6 мОм. Подібні високоефективні силові МОН-транзистори IRFR3504, IRFU3504, IRFR2804 (рис. 16.31, в) потрібні для енергоємних пристроїв автоелектроніки, вони нормовані на напругу сток-виток 30, 40, 55 і 75 В та струми від 25 до 240 А, мають дуже низький опір каналу сток-виток (у 40-вольтового IRFR2804 — 2,3 мОм).

Подвійні МОН-транзистори (рис. 16.31, г) для силової низьковольтної автоелектроніки з робочою температурою 175°C — замінюють пари одиночних транзисторів. Приміром, транзистор IRF7341Q має при 4,5 і 10 В опір 65 і 50 мОм, струм 4,42 і 5,1 А.

500- і 600-вольтні силові МОН транзистори (рис. 16.31, г) призначені для імпульсних джерел живлення телекомукаційних систем і систем передачі даних потужністю більше 300 Вт. Транзистори на 600 В нормовані на струм від 22 до 40 А і мають опір каналу від 0,28 до 0,13 Ом.

N-канальні силові МОН транзистори IRF830 (рис. 16.31, д) — третє покоління польових HEXFET транзисторів. Струм стоку при 10 В — 4,5 А при 25°C і 2,9 А при 100°C, напруга пробою сток-виток 500 В, опір у відкритому стані 1,5 Ом, порогова напруга на затворі 4 В. Використовуються у високочастотних джерелах живлення, у інверторах систем керування двигунами, у високочастотних генераторах індукційного нагріву, в ультразвукових генераторах тощо. В корпус приладу включено зворотно увімкнений діод.

16.5.3. Біполярні транзистори з ізольованим затвором

Розвиток технології виробництва напівпровідникових приладів привів до створення біполярних транзисторів з ізольованим затвором (БТІЗ) або *IGBT (insulate gate bipolar transistor)*.

Структура таких транзисторів достатньо складна і на рис. 16.32, а наведено лише їхнє умовне позначення. IGBT-транзистори містять в собі переваги польових (мала потужність керування) і біполярних транзисторів (малі втрати потужності). Ці транзистори характеризуються високою швидкістю, мають високі показники в

ключовому режимі, в силу чого широко використовуються у перетворювальній техніці для комутації електричних сигналів.

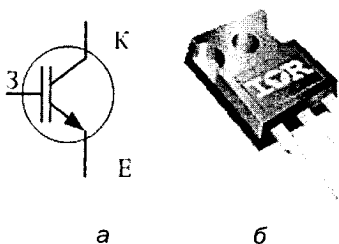


Рис. 16. 32. Умовне позначення і зовнішній вигляд IGBT транзистора

В цілому, IGBT транзисторам притаманні переваги порівняно з іншими напівпровідниковими приладами на високих напругах (більше 300 В), великих струмах і з швидкодією близько десятків кГц. Виготовляються вони окремо, а також з влаштованим зустрічно-паралельно ввімкненим зворотнім діодом.

Створені IGBT на напругу 600...3500 В, струм до 70 А з робочою частотою 50-150 кГц. Вони є основними елементами для перемикання струмів на десятки і сотні ампер, і використовуються в інверторах і безконтактних викидачах для керування електродвигунами, в джерелах безперебійного живлення, зварювання індукційним нагріванням, активних фільтрах і пристроях коригування потужності.

В наш час найбільше поширені IGBT в модульному виконанні (див. далі рис. 16.38). Модуль містить декілька транзисторів і діодів, з'єднаних певним чином. Виготовляються модулі на струми 50...800 А з напругою до 3500 В.

На рис. 16.32, б, подано як приклад 600-вольтовий NPT IGBT транзистор IRGP50B60PD з вбудованим антипаралельним діодом. Цей прилад призначений для роботи на частотах до 150 кГц в імпульсних джерелах живлення потужністю 1...12 кВт для коректорів коефіцієнта потужності, джерел безперервного живлення, інверторних зварювальних апаратів тощо. Він нормований на струми колектора 75 і 45 А (при 25 і 100°C) та струми діода 65 і 25 А. Падіння напруги на відкритому транзисторі не перевищує 2 В при струмі колектора 33 А.

16.6. Тиристори

Тиристори (від грецької *thyra* — двері, вхід і резистор) — перемикаючі напівпровідникові прилади з трьома і більше *p-n* переходами, головним застосуванням яких є безконтактна комутація електричних кіл.

Триелектродний тиристор – *триністор (SCR – silicon controlled rectifier)* складається з чотирьох областей кристала напівпровідника *p-n-p-n* (рис. 16.33, а), що чергуються, та з трьома *p-n* переходами. Має три виводи: потужні **анод (А)** і **катод (К)**, і малопотужний **керувальний електрод (КЕ)**. Позначення триністора на принципових схемах показано на рис. 16.35, а, літерне позначення *VS* (вентиль, що вмикає, від англійського *switching* – вмикання).

З прямим вмиканням тиристора *p-n* переходи П1 і П3 зсунені в прямому напрямку (відкриті), а П2 – у зворотному – тиристор закрито. Тому початкова ділянка вольт-амперної характеристики 0А (рис. 16.33, б) аналогічна зворотній гілці вольт-амперної характеристики діода ($I_{\text{ПР}}$ – малий). Із збільшенням напруги $U_{\text{ПР}}$ до значення напруги перемикавання $U_{\text{ПЕР}}$ має місце оборотний пробій переходу П2 (п.16.2). Відбувається лавиноподібне збільшення кількості носіїв заряду та іонізація області переходу (у внутрішні шари тиристора поступають носії заряду із зовнішніх шарів) – струм крізь тиристор збільшується стрибком і обмежується лише опором навантаження $R_{\text{Н}}$.

При пробіі напруга на тиристорі знижується (лавинний пробій при малій напрузі не призводить до його пошкодження). Таким чином тиристор перекидається у відкритий стан (ділянка характеристики БВ на рис. 16.33, б). Його опір знижується практично до 0, а прямий струм визначається опором навантаження: $I_{\text{ПР}} = U_{\text{ПР}} / R_{\text{Н}}$.

Значення $U_{\text{ПЕР}}$, при якому починається лавинне збільшення струму, можна зменшити введенням неосновних носіїв в шари *p* або *n*, що утворюють

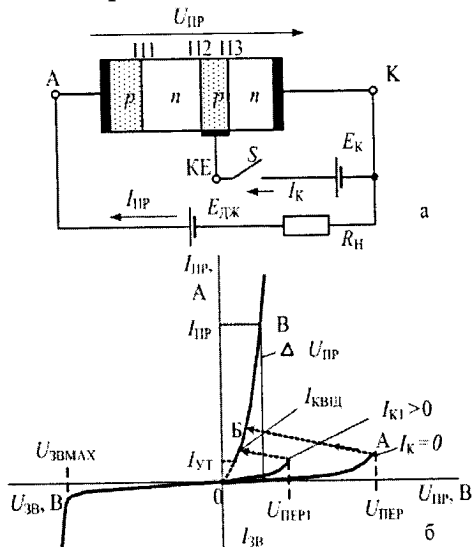


Рис. 16.33. Тиристор:
а) структура і схема;
б) вольт-амперна характеристика

перехід П2. Ці додаткові носії заряду збільшують кількість актів іонізації в переході, що призводить до зниження напруги перемикання. Для цього необхідно подати на КЕ струм керування I_K (прямий для переходу П3) від джерела E_K — із збільшенням струму $U_{\text{ПЕР}}$ зменшується. Так, з $I_{K1} > 0$ напруга перемикання знижується до $U_{\text{ПЕР1}}$. За деяким значенням струму (струм відкривання) $I_{\text{КВІД}}$ стається спрямовування вольт-амперної характеристики, тобто тиристор вмикається незалежно від значення прикладеної до нього напруги $U_{\text{ПР}}$. Після вмикання тиристора струм I_K не впливає на прямий струм $I_{\text{ПР}}$, тобто I_K може бути короткочасним імпульсом.

Тиристор залишається в увімкненому стані, доки його струм не стає меншим за струм утримання $I_{\text{УТ}}$, що є достатньо малим (мА). З цього витікає, що вимкнути тиристор можна лише вимкнувши джерело ($U_{\text{ПР}} = 0$), або змінивши його полярність на зворотну (що має місце у колах змінного струму). При цьому $I_{\text{ПР}}$ знижується до 0, встановлюється високий опір переходу П2 і через деякий час (відновлення закриваючих властивостей) $t_B = 10 \dots 100$ мкс тиристор знов готовий до роботи.

При зворотному вмиканні тиристора закриті переходи П1 і П3 (зворотна напруга розподіляється між ними і тому пробій не відбувається), зворотна гілка вольт-амперної характеристики подібна аналогічній гілці діода, тобто тиристор не пропускає струм у зворотному напрямку.

Тиристор — це напівкерований перемикальний пристрій. Із вмиканням його в коло з ЕРС $E_{\text{ДЖ}} < U_{\text{ПЕР}}$ коло вимкнено власним зворотнім опором тиристора $R_{\text{ЗВ}}$. Якщо подати на тиристор струм керування $I_K \geq I_{\text{КВІД}}$, тиристор вмикається, його опір знижується до значення прямого опору $R_{\text{ПР}}$ (близько до 0), коло джерела $E_{\text{ДЖ}}$ є замкненим, причому безконтактним способом (контак-

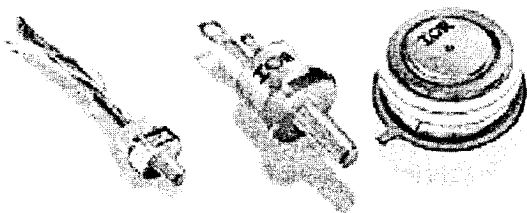


Рис. 16.34. Зовнішній вигляд тиристорів

ту у колі струму $I_{\text{ПР}}$ немає) у повній відповідності з назвою пристрою «резистор-двері» (для струму).

Зовнішній вигляд і конструкція тиристорів (рис. 16.34) аналогічні

розглянутим вище діодам (рис. 16.15). Відміна — в наявності додаткового малопотужного виводу — керувального електрода.

Параметрами для вибору тиристорів, як і діодів, є *допустимий прямий струм* $I_{\text{ПРСРМАХ}}$ і *зворотна напруга* $U_{\text{ЗВМАХ}}$, які для вітчизняних тиристорів складають $I_{\text{ПРСРМАХ}} = 1 \dots 1000 \text{ А}$, $U_{\text{ЗВМАХ}} = 50 \dots 4000 \text{ В}$. Параметри кола керування: $I_{\text{КВД}} = 0,1 \dots 1 \text{ А}$ з $U_{\text{К}} = 2 \dots 10 \text{ В}$. Таким чином, тиристири дозволяють за рахунок малої потужності керування (до 10 Вт) керувати перемиканням дуже потужних кіл (до $1000 \times 4000 = 4 \times 10^6 \text{ Вт}$).

Приклад умовного позначення: Т171-320-10-6, де Т — тиристор; 171 — конструктивне виконання; струм — 320 А; напруга — $10 \times 100 = 1000 \text{ В}$; критична швидкість зростання напруги в закритому стані — 500 В/мкс (6-група). Більш докладно ці питання розглянуто в [23].

До класу тиристорів відносять також наступні напівпровідникові прилади.

Диністри (рис. 16.35, б). Відрізняються від розглянутих вище тиристорів відсутністю керуючого електрода. Застосовуються для перемикання кіл із досягненням напруги $U_{\text{ПЕР}}$.

Симетричний тиристор — симистор (рис. 16.35, в) також названий подвійним тиристором або *TRIAC*, може керувати струмом обох напрямків і являє собою поєднані в одному кристалі дві зустрічно ввімкнені тиристорні структури. Він однаково працює з різними полярностями прикладених напруг.

Тиристири, що вимикаються за керувальним електродом (GTO) (рис. 16.35, г) — НП, які на відміну від звичайних тиристорів можна вимикати подаванням негативних імпульсів струму за колом керування. Названо скорочено *GTO* (*GATE-TURN-OFF*). Конструктивно відрізняються більш великою площиною керувального електрода. Процес вмикання аналогічний вмиканню звичайного тиристора, вимикання здійснюється подаванням негативного імпульсу керування.

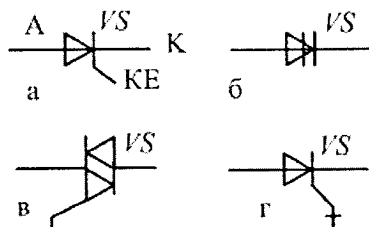


Рис. 16.35. Умовні позначення тиристорів: а) триністор; б) диністор; в) симистор; г) повністю керований тиристор

Використання тиристорів, що вимикаються, дозволяє спростити схему перетворення струму тому, що не потрібні пристрої штучної комутації для створення зворотної напруги для вимикання тиристорів. Їхня особливість — малий коефіцієнт підсилення при вимиканні. Амплітуда імпульсу струму керування для вимикання становить 25...30 % від анодного струму, а тривалість 10...20 мкс. Так, найменший імпульсний струм керування $I_{\text{КВИМ}}$, необхідний для вимикання тиристора з струмом $I_{\text{ДР}} = 200 \text{ А}$, становить $I_{\text{КВИМ}} = 70 \text{ А}$, у той час, як відкривальний струм $I_{\text{КВД}} = 1 \text{ А}$.

16.7. Інтегральні мікросхеми

Застосування електронних пристроїв для вирішення усе найбільш складних технічних завдань обумовлює постійне ускладнення їхніх електричних кіл, а також збільшення кількості використаних у них елементів. У цьому плані інтенсивний розвиток електроніки, широке використання засобів обчислювальної техніки практично у всіх сферах діяльності було б неможливо без мікромініатюризації та інтеграції електронних схем. Основним конструктивно-технічним принципом при цьому є поєднання (інтеграція) в одному складному мініатюрному елементі багатьох простих елементів (діодів, транзисторів, резисторів та ін.). Одержаний в результаті такого поєднання складний мікроелемент є інтегральна мікросхема.

Інтегральна мікросхема (ІМС) — сукупність транзисторів, діодів, резисторів і конденсаторів, що складають завершену електронну схему для виконання окремої функції перетворення електричних сигналів, виготовлену в спільному корпусі під час єдиного технологічного процесу.

За технологію виготовлення визначають: напівпровідникові, гібридні, сумісні та плівкові ІМС.

Розглянемо особливості їхньої реалізації на прикладі напівпровідникової ІМС (рис. 16.36), що має резистор, транзистор і конденсатор, які поєднані у відповідності зі схемою, що наведена на рис. 16.36, а. У напівпровідникових ІМС усі елементи та міжелементні зв'язки виконуються в об'ємі та на поверхні напівпровідникової основи. В ролі ізоляції між елементами використовують електронно-дірковий перехід, зсунений у зворотному напрямі, та діелектричну ізоляцію (SiO_2). Міжелементні зв'язки здійснюються

струмопровідними доріжками (1, 2, 3, 4, 5) на окисненій поверхні напівпровідника методом вакуумного напилювання металу (алюмінію, золота). Резистор являє собою тонку стрічку p -типу, з обох кінців якої є металеві контакти. Опір такого резистора пропорційний до довжини стрічки та зворотно-пропорційний до ширини і становить від 10 Ом до 30 кОм. У якості конденсаторів C в ІМС використовують ємність збідненого прошарку зворотно- p - n переходу.

Особливістю ІМС є відсутність серед цих елементів котушок індуктивності, що полягає у використанні зовнішніх індуктивностей.

Для захисту від впливу зовнішніх факторів і механічних пошкоджень ІМС має корпус з виводами для підключення (від 8 до 48). Використовують корпуси типів: циліндричний металоскляний (рис. 16.37, а) і плоскі металокерамічний, пластмасовий або керамічний (рис. 16.37, б).

Складність ІМС прийнято характеризувати **ступенем інтеграції**, який визначається кількістю елементів, що в ній міститься: N або коефіцієнтом $K = \lg N$.

Інтегральні мікросхеми обсягом від 101 до 1000 елементів називають ІМС третього ступеня інтеграції; від 1001 до 10000 — четвертого, від 10001 до 100000 — п'ятого ступеня інтеграції. ІМС названо:

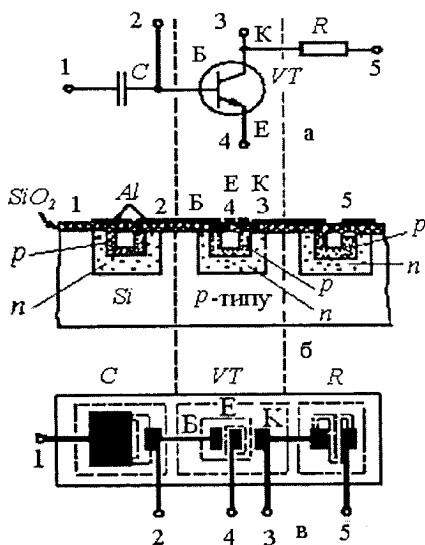


Рис. 16.36. Напівпровідникова ІМС:
а) схема з'єднання елементів;
б) структура в об'ємі і на поверхні НП
основи

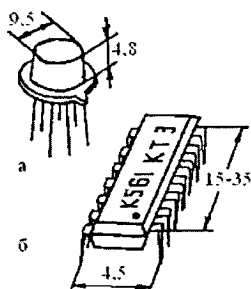


Рис. 16.37. Зовнішній вигляд ІМС:
а) у циліндричному корпусі;
б) у плоскому корпусі
(розміри в мм)

простими, коли $K \leq 1$ ($N \leq 10$); середньої складності, коли $1 < K < 2$ ($N \leq 100$); великої складності (ВІС), якщо $2 < K < 3$ ($N \leq 1000$) та надвеликої (НВІС), якщо $K > 3$ ($N > 1000$).

Для характеризувannya ІМС використовують показник *щільності пакування* — кількість елементів на одиницю площини. Цей показник характеризує рівень технології та складає 500-1000 елементів на мм^2 .

У наш час виготовляється велика кількість різних за функціональним призначенням ІМС: від простих діодних і транзисторних збірок до однокристальних мікроЕОМ, які умовно можна розділити на два великих класи: аналогові та цифрові.

Приклади приладів, основою яких є ІМС, подані на рис. 16.38.

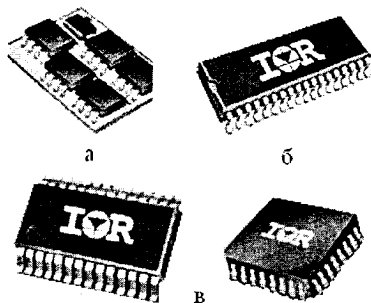


Рис. 16.38. Приклади ІМС

зистори, діод Шоттки тощо). Прилад здатний працювати на частотах від 300 кГц до 1 МГц при тривалому струмовому навантаженні до 40 А, діапазон вихідних напруг — 0,8...3,3 В. Габаритні розміри корпусу $9 \times 11 \times 2,2$ мм.

На рис. 16.38, б, поданий комплектний чипсет IRUK3055CQ01, який складається з високоінтегрованої 5-бітової програмованої інтегральної схеми трифазного ШІМ-контролера з вбудованими драйверами силових МОН-транзисторів синхронних випрямлячів, трьох керуючих силових МОН-транзисторів і трьох транзисторів синхронного випрямлення. Усі елементи чипсета оптимізовані для спільної роботи у складі сильнострумного трифазного DC/DC конвертора на струм 50 А з низькою вихідною напругою для живлення процесорів.

Прилад іР2003А на рис. 16.38, а, — оптимізований мініблок для багатозазних сильнострумових зніжуючих синхронних конверторів з діапазоном вхідних напруг від 3 до 13,2 В. Прилад орієнтований на роботу з силовими шинами низької напруги в серверах, десктопах і комунікаційних системах передавання даних. Інтегрує напівпровідникові та пасивні елементи в одному плоскому корпусі (це драйвер синхронного випрямляча, МОН-тран-

Прилад IR3621 рис. 16.38, в, — двохфазний ШІМ-контролер-драйвер для синхронних понижуючих DC/DC конверторів, який має повний набір функцій: захист від початкового зміщення, точну настройку напруги, захист від кидків струму тощо. Пропонується прилад в двох типах корпусів: IR3621F з 28-виводами і IR3621M з 32-виводами при розмірах 5×5 мм.

16.8. Силкові напівпровідникові модулі

В наш час найбільшого поширення набули так звані модулі (рис. 16.39), що являють собою сполучення поєднаних в одному корпусі декількох силових напівпровідникових приладів. Металева пластина — основа модулю, ізольована від струмопровідних частин і призначена для тепловідведення на зовнішній охолоджувач. Останній може

бути спільним для декількох модулів, що значно спрощує конструкцію пристрою. Сам модуль герметизований в пластмасовому корпусі, що ви-

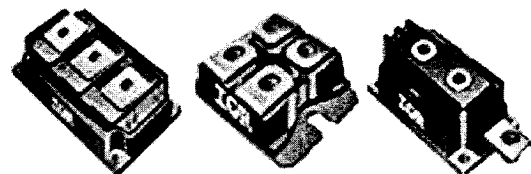


Рис. 16.39. Зовнішній вигляд силових модулів

конаний на металевій пластині і має виводи для підключення до зовнішніх електричних кіл. Виготовляються модулі з різним сполученням діодів, тиристорів і транзисторів, навіть з реалізацією силової схеми трифазного випрямляча і автономного інвертора на IGBT за трифазною мостовою схемою.

В останній час перспективним напрямком є використання **силових інтелектуальних модулів**. Вони поряд з силовою схемою мають влаштований захист від перевантажень за струмом і температурою, забезпечують функцію захисту від перенапруги, мають властивість продовж досить тривалого часу слідкувати за процесами короткого перемикавання в схемі, обмежувати темп зростання температури і напруги. Вхідні кола, як правило, ізольовані від силових.

На рис. 16.40, а, подано сучасний силовий модуль Semipack, що пропонується для автомобільних систем, промислових приводів, побутової техніки, систем автоматизації виробництва. На рис. 16.40, б, — представник серії iNTERO програмованих інтелектуальних

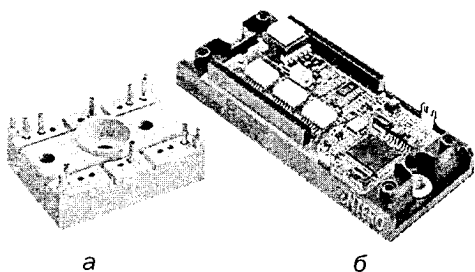


Рис. 16.40. Приклади електронних модулів

для керування асинхронними двигунами або безконтактними двигунами постійного струму потужністю до 15 кВт.

16.9. Фотоелектронні прилади та тлумачення про оптоелектроніку

Фоторезистор — напівпровідниковий прилад з внутрішнім фотоефектом, електричний опір якого змінюється під впливом оптичного випромінювання. Вмикається в коло джерела ЕРС (рис. 16.41) послідовно з опором навантаження. За відсутності освітлення має максимальний опір, що названо темновим. Струм у колі:

$$I_T = E_{\text{дж}} / (R_T + R_H)$$

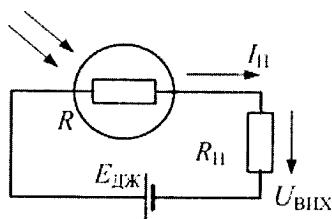


Рис. 16.41. Фоторезистор і схема його вмикання

малий, відповідно мала напруга $U_{\text{внхТ}} = I_T \cdot R_H$. При освітленні фоторезистора його опір зменшується до величини R_C . Струм у колі I_C і значення $U_{\text{внхС}} = I_C \cdot R_H$ зростають. Реєстрацією струму у колі або напруги $U_{\text{внх}}$ можна контролювати (вимірювати) освітленість. У сукупності з джерелом оптичного випромінювання фоторезистори

широко використовуються для контролю та рахунку предметів у системах передавання і опрацювання інформації.

Фотодіод — НП з внутрішнім фотоефектом, що має один *p-n* перехід і два виводи (рис. 16.42). Працює у двох режимах: а) без зовнішнього джерела електричної енергії (**режим фотогенератора**) — рис. 16.43, а; б) із зовнішнім джерелом енергії (**режим фотоперетворювача**) — рис. 16.43, б.

Вольт-амперні характеристики фотодіода, що працює з різними значеннями світлового потоку Φ , наведені на рис. 16.43, в. Коли $\Phi = 0$, вольт-амперна характеристика фотодіода повторює характеристику звичайного напівпровідникового діода. Режиму фотогенератора відповідає ділянка характеристики у четвертому квадранті (відрізок 0 – б відповідає фото – ЕРС E_{Φ}). У селенових і кремнієвих фотодіодах фото-ЕРС сягає 0,5...0,6 В, у фотодіодах з арсеніду галію – 0,87 В. У режимі фотоперетворювача (третій квадрант характеристики рис. 16.43, в) фотодіод є керованим ключем, що передає електроенергію від зовнішнього джерела E в опір R_H . Чим більший Φ , тим більший I (величина I мало залежить від R_H і напруги, що прикладена).

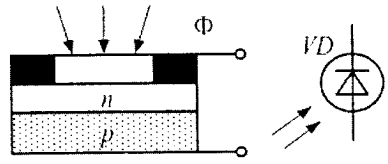


Рис. 16.42. Конструкція і позначення фотодіода

Фотодіоди в режимі фотогенератора широко використовують в ролі джерел енергії – **сонячних батарей** для перетворення енергії сонячних променів в електричну (умовне позначення показано на рис. 16.43, в).

В ролі давачів для вимірювання світлового потоку фотодіоди у порівнянні з фоторезисторами є більш швидкодіючими, але мають меншу чутливість.

Фототранзистор – транзистор, що керований світловим потоком. Емітерна область повернена в корпусі приладу в бік скляного вікна, крізь яке світло надходить в область бази транзистора (рис. 16.44, а). При цьому p - n перехід колектор – база є фотодіодом. Еквівалентна схема фототранзистора з урахуванням цього

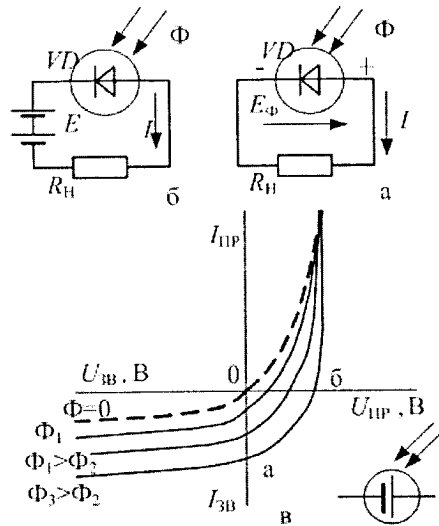


Рис. 16.43. Робота фотодіода:
а) у режимі фотогенератора;
б) у режимі фотоперетворювача;
в) вольт-амперна характеристика

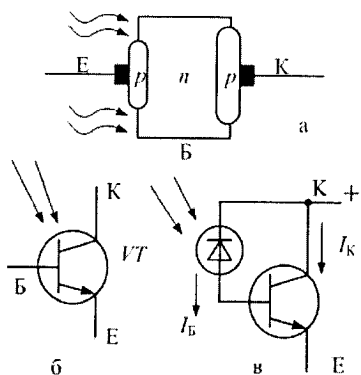


Рис. 16.44. Фототранзистор: а) конструкція; б) умовне позначення; в) еквівалентна схема

наведена на рис. 16.44, в. Струм у колі бази змінюється в залежності від освітленості $I_B = f(\Phi)$. Вихідний струм транзистора $I_K = \beta \cdot I_B$ за рахунок його підсилювальних властивостей змінюється ще у більшому ступені, тобто фототранзистори відрізняються від фотодіодів значно більшою чутливістю.

Фототиристор — тиристор, напруга вмикання якого зменшується із збільшенням освітлюваності (рис. 16.45). Є аналогом керованого тиристора, вмикання якого можна виконати імпульсом світла. Широко

використовуються в схемах автоматики в ролі керованих світлом ключових елементів — реле, а також у силовій перетворювальній техніці, де використання їх натомість звичайних тиристорів спрощує вирішення питання електричної ізоляції кіл керування від силових кіл високої напруги, що комутуються.

Світлодіод — випромінювальний напівпровідниковий прилад, у якому при наявності прямого струму $I_{пр}$ відбувається світіння зони p - n переходу (рис. 16.46). Чим більший струм, тим більше світіння. Виготовляють світлодіоди на основі арсеніду-фосфіду галію.

Світлодіоди можуть мати один, або декілька p - n переходів (**матричні світлодіоди**), що розташовані на одному кристалі. При відповідному вмиканні окремих p - n переходів матричного світлодіода можна отримати цифру, букву або знак, що сяють. Використовують також збірки світлодіодів в одному корпусі, де цифра, або літера створюється висвітлюванням визначеної комбінації сегментів — світлодіодів при проходженні ними прямого струму (рис. 16.47). Для цього катоди діодів-сегментів (а, b, c, ...g)

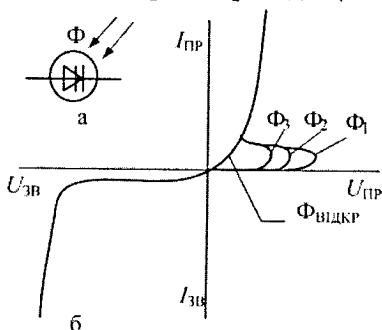


Рис. 16.45. Фототиристор: а) умовне позначення; б) вольт-амперна характеристика

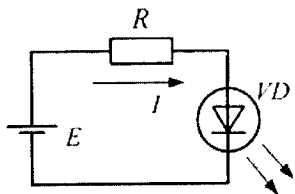


Рис. 16.46. Схема вмикання світлодіода

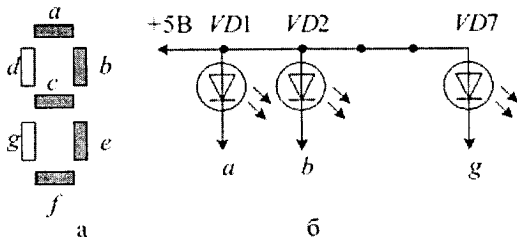


Рис. 16.47. Семисегментний літерно-цифровий індикатор і схема з'єднань світлодіодів

необхідно з'єднати з негативним виводом джерела через резистори, що обмежують струм. На основі світлодіодів та їхніх збірок (матриць) утворюються різні індикаторні прилади — пристрої візуального відображення інформації від простого, де сяйво є свідомством про стан об'єкта (увімкнено-вимкнено), до літерно-цифрових і матричних дисплеїв у цифрових системах опрацювання інформації.

На рис. 16.48 подано деякі приклади фотодіодів: а) представники лінійки надяскравих світлодіодів XPower серій KA-1010 та KA1011, кольори світіння — червоний або жовтий, робочий струм 350 мА при яскравості 30 Кд розміри корпусу 10×10×1,7 мм; б) світлодіод SMD серії L-C171 для поверхневого монтажу, має розміри корпусу 2×1,25×0,8 мм і випускається на сім кольорів світіння (від помаранчевого до блакитного), при струмі 20 мА напруга живлення складає від 2,1 до 3,3 В, світіння від 6,3 до 40 мКд; в) світлодіод серії L-180 з аксіальними виводами і малим кутом обзору у 20°, має варіанти кольорів, у тому числі суперсвітіння до 1 і 1,3 Кд при струмі 20 мА; г) світлодіод серії L-955, має кут обзору у 120° та розміри корпусу 3,6×2,8×1,9 мм, але світіння до 0,14 Кд.

На основі надяскравих світлодіодів створюються енергозберігаючі лампи (рис. 16.49) з терміном служби 50 тис. годин (10 років)

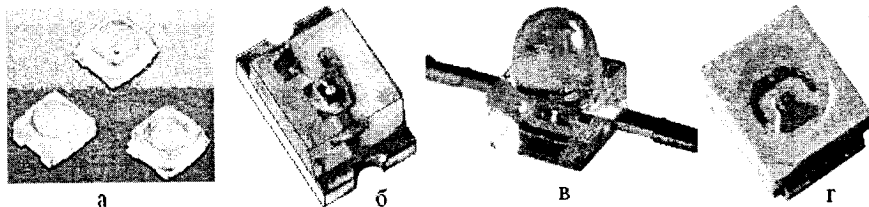


Рис. 16.48. Приклади сучасних світлодіодів

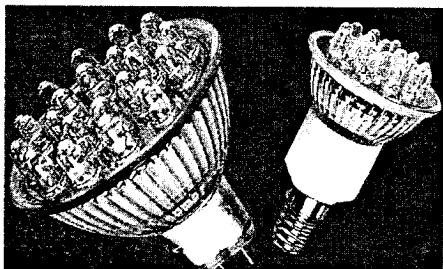


Рис. 16.49. Лампи на світлодіодах

та кольорами світіння (по вибору) білим, зеленим, червоним, жовтим, блакитним; лампи можуть відрізнятися одна від одної кількістю світлодіодів (від 5 до 60), типом цоколю та напругою живлення: 220 або 12 В, їхня споживана потужність від 0,5 до 10 Вт.

Оптрони — прилади, що складаються (рис. 16.50) з випромінювача світла — 1, світловода — 2 і фотоприймача — 3, що взаємодіють один з одним і розташовані в одному корпусі. У цьому випадку сигнал з одного електричного кола (випромінювача) передається в друге електричне коло (приймача) при відсутності між ними електричного зв'язку (гальванічне розв'язування).

В залежності від типу фотоприймача розрізняють: **резисторні** (рис. 16.51, а), **діодні** (рис. 16.51, б), **транзисторні** (рис. 16.51, в) і **тиристорні** (рис. 16.51, г) **оптрони**.

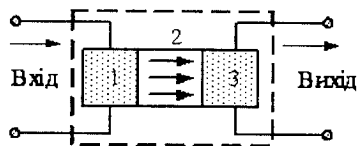


Рис. 16.50. Конструкція оптрона

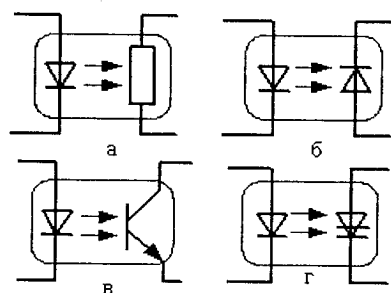


Рис. 16.51. Умовні позначення оптронів: а) резисторного; б) діодного; в) транзисторного; г) тиристорного

Найбільш універсальні діодні оптрони використовують для гальванічного розв'язування швидкодіючих цифрових пристроїв. Транзисторні і тиристорні оптрони широко використовують в якості безконтактних комутаторів силових кіл (оптичні перемикачі — реле), резисторні — в лінійних радіотехнічних колах (оптично керовані резистори).

Оптоелектронні пари з повітряним проміжком між випромінювачем і фотоприймачем застосовують для рахування інформації з перфонусів, а також давачів механічних параметрів: пересувань, швидкості (рис. 16.52).

застосовують для рахування інформації з перфонусів, а також давачів механічних параметрів: пересувань, швидкості (рис. 16.52).

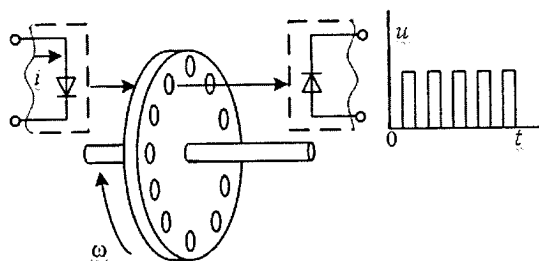


Рис. 16.52. Оптронна пара з повітряним проміжком у ролі давача механічних пересувань

Якою є електрично нейтральний фотон. Поєднання в оптоелектронних приладах двох способів опрацювання і передавання інформації — оптичного і електричного — дозволяють досягти великої швидкодії, високої щільності розміщення інформації, що зберігається, створення високоефективних засобів відображення інформації. Дуже важливою перевагою пристроїв оптоелектроніки є оптичний зв'язок, а електрично вони ізольовані між собою. Це забезпечує надійне узгодження різних оптоелектронних кіл, сприяє односпрямованості передавання інформації, завадостійкості каналів передавання сигналів. Приклад сучасного оптоприймача було розглянуто на рис. 10.42.

Лінії зв'язку розподіляють на: космічні (використовують проходження випромінювання у наземних шарах атмосфери) і наземні (використовують закриті світловодні канали або волокняно-оптичні лінії зв'язку (ВОЛЗ)). Космічні лінії зв'язку використовують штучні супутники Землі на геостаціонарних орбітах, через які можна обмінюватися інформацією між різними точками Землі.

Волокняний світловод є гнучкою ниткою (волокно) з серцевиною з високоміцного діелектрика, що оточується оболонкою з показником переломлення, меншим, ніж у серцевині. Напрямок передавання світлової енергії забезпечується за рахунок явища повного відбиття внутрішнього світла на межі між серцевиною і оболонкою (рис. 16.53).

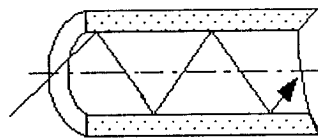


Рис. 16.53. Волокняний світловод

Оптичний запис інформації засновано на змінюванні параметрів оптичного середовища, що запам'ятовує (наприклад, коефіцієнтів відбиття або пропускання) за умови впливу на нього оптичного випромінювання. Він забезпечує високу щільність запису інформації, а також можливість запису (читання) великих масивів інформації (одночасно до 10^9 біт).

Оптичні компакт-диски в останній час набувають найбільш широкого застосування для запису відео і аудіо, а також текстової або графічної інформації у цифровій формі. Ці оптичні диски застосовують в пристроях постійної зовнішньої пам'яті персональних ЕОМ, у навчальних системах, для створення «електронних» видань довідників, енциклопедій та ін. З розвитком і вдосконаленням технології виробництва оптоелектронних приладів і пристроїв поширюються області використання оптоелектроніки, зростає її роль у прискоренні науково-технічного прогресу.

Запитання для самоконтролю

1. Які види напівпровідникових резисторів Вам відомі? В чому різниця структури напівпровідникових резистора і діода?
2. Наведіть та поясніть будову діодів.
3. Які властивості відображає вольт-амперна характеристика діода?
4. Які типи напівпровідникових діодів Вам відомі? В чому різниця випрямного діода і стабілітрона?
5. Чим пояснюється назва транзисторів «біполярний», «польовий»?
6. Наведіть та поясніть будову біполярного транзистора. Які варіанти вона має?
7. Назва транзистор походить від сполучення слів *transfer* (перетворення) і *resistor* (опір). Яким чином воно відображає ідею роботи транзистора?
8. Наведіть вхідні та вихідні характеристики біполярного транзистора.
9. В чому є різниця між тиристором і випрямним діодом?
10. Наведіть та поясніть будову польового транзистора. Які варіанти вона має?
11. Наведіть вхідні та вихідні характеристики польового транзистора.

12. Поясніть принцип дії польового транзистора.
13. Наведіть та поясніть будову тиристора. Які є варіанти тиристорів?
14. Поясніть принцип дії тиристорів.
15. Чому звичайні тиристори названо напівкерованими приладами, що перемикаються?
16. Які принципи покладено в основу напівпровідникових ІМС?
17. Що називають силовими напівпровідниковими модулями?
18. Які фотоелектронні прилади Ви знаєте? Як вони працюють?
19. У чому полягає відмінність фотодіода та світлодіода?
20. Які напівпровідникові прилади використовуються в індикаторних приладах для візуального відображення інформації?
21. Як побудовані і працюють оптрони? Які види оптронів Вам відомі?

17. ВИПРЯМЛЯЧІ І ПРИСТРОЇ ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ

У цьому розділі розглядаються пристрої енергетичної (силової) електроніки, що в останній час отримала назву перетворювальна техніка. Вони знаходять широке використання для перетворення параметрів електричної енергії і регулювання надходження її від джерела до споживача.

17.1. Загальні визначення

Некеровані випрямлячі призначені для перетворення змінної напруги в постійну нерегульовану величину.

На вході (рис. 17.1) для перетворення змінної напруги джерела

U_1 (діюче значення) до значення U_2 , що забезпечує необхідний рівень напруги на виході випрямляча, встановлюють **силовий трансформатор** (Т).

Подальший процес перетворення містить в собі ряд послідовних етапів — випрямлення, згладжування і стабілізацію, що ілюструють часові діаграми на рис. 17.1, де зображені миттєві значення напруг.

На стадії випрямлення змінна напруга u_2 з виходу Т за допомогою **вентильної групи** (ВГ), яка складається з декількох вентилів — випрямних діодів, перетворюється в пульсуючу напругу **одного напрямку** u_B . Форма кривої u_B , як показано нижче, залежить від схеми випрямлення — спільним є те, що значення u_B періодично змінюється (пульсує). Якщо навантаження ввімкнути безпосередньо на вихід ВГ, то струм у ньому $i_H = u_B / R_H$ — також буде пульсуючим.

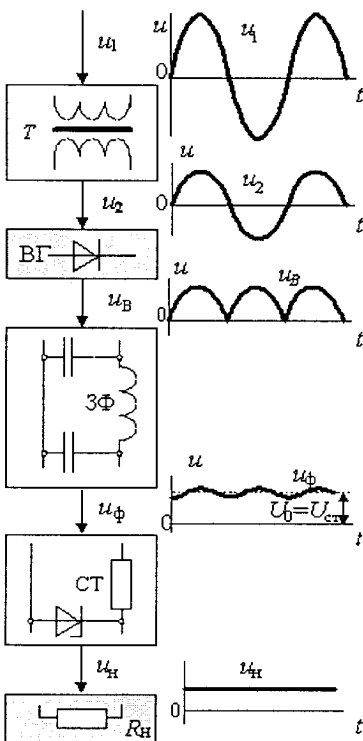


Рис. 17.1. Структура некерованого випрямляча

Відомо, що періодичну несинусоїдну функцію можна відповідно (7.1) розкласти в гармонійний ряд Фур'є, який для напруги $u_B(\omega t)$ має вигляд:

$$u_B(\omega t) = U_0 + U_{1m} \cdot \sin(\omega t + \psi_1) + U_{2m} \cdot \sin(2\omega t + \psi_2) + \dots \\ \dots + U_{km} \cdot \sin(k\omega t + \psi_k), \quad (17.1)$$

де U_0 — постійна складова (нульова гармоніка); $u_1 = U_{1m} \sin(\omega t + \psi_1)$ — перша гармоніка напруги u_B з амплітудою U_{1m} і частотою мережі ω ; $u_2 \dots u_k$ — вищі гармоніки напруги u_B з амплітудами $U_{2m} \dots U_{km}$ і кратними ω частотами $2\omega \dots k\omega$.

Постійна складова розкладання (17.1) визначається як середнє за період значення u_B :

$$U_0 = U_{\text{CP}} = U_d = \frac{1}{T} \int_0^T u_B(t) dt. \quad (17.2)$$

Для струму i_H розкладання має аналогічний вигляд. Таким чином, випрямлені напругу u_B та струм i_H можна представити у вигляді суми постійної і змінних їхніх складових. Наприклад, наведену на рис. 17.2 криву пульсуючої напруги $u_{\text{П}}$ можна отримати, склавши напруги U_0 і u_1 , чому відповідає розкладання:

$$u_{\text{П}} = U_0 + U_{1m} \cdot \sin \omega t.$$

Реальні криві випрямлених напруг мають більш складний вигляд і, відповідно, більшу кількість гармонійних складових. Діючі значення пульсуючих напруги і струму відповідно (7.3):

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_B^2 dt} = \sqrt{U_0^2 + U_1^2 + \dots + U_k^2},$$

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_H^2 dt} = \sqrt{I_0^2 + I_1^2 + \dots + I_k^2}.$$

На відміну від кіл постійного струму, де $U_{\text{CP}} = U$, $I_{\text{CP}} = I$, діючі значення пульсуючих напруги і струму $U > U_{\text{CP}}$, $I > I_{\text{CP}}$. Корисними

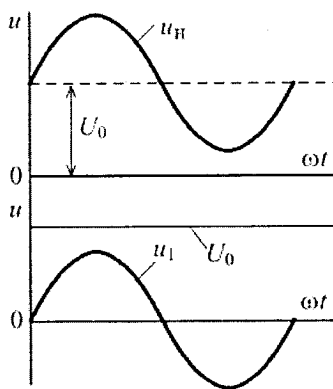


Рис. 17.2. Розкладання пульсуючої напруги в ряд Фур'є

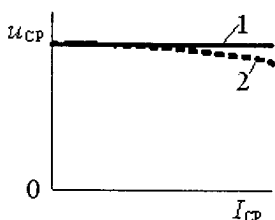
для приймачів постійного струму є лише середні значення напруги U_{CP} і струму I_{CP} . Наявність гармонійних складових обумовлює додаткові витрати потужності на нагрівання. Пульсації струму в машинах постійного струму викликають шкідливі пульсації електромагнітного моменту. Практично неприпустимі пульсації напруги живлення в електронних колах.

Для зниження пульсацій випрямленої напруги (струму) до рівня, припустимого для роботи навантаження, застосовують згладжувальні фільтри (ЗФ) із застосуванням реактивних L і C елементів. При цьому змінні складові не просякають крізь фільтр — знищуються, а на виході отримують практично незмінне значення U_0 . Реальне значення напруги на виході фільтру u_{Φ} (рис. 17.1) має деякі пульсації відносно значення U_0 , які значно менші ніж пульсації u_B .

Для живлення електронних пристроїв звичайно використовують стабілізатор напруги (СТ), що забезпечує постійність напруги на навантаженні R_H із змінюванням його опору, або напруги живлення U_1 . У деяких випадках елементи, що подані на рис. 17.1, можуть бути відсутніми (наприклад, T , якщо напруга U_1 відповідає значенню потрібної напруги на навантаженні, або стабілізатор, якщо стабілізації напруги не потребується).

Основними параметрами, що характеризують випрямлячі, є:

— **середні (постійні) значення** випрямлених напруги і струму (U_{CP} , I_{CP} або U_0 , I_0 , або U_d , I_d — індекс від англ. *direct current*):



визначаються згідно з (17.2);

— **коефіцієнт пульсацій** — відношення амплітуди найбільш яскраво вираженої в розкладанні (17.1) гармоніки (звичайно ця гармоніка має частоту ω , 2ω , 3ω ..., хоча, як правило, це перша гармоніка) до середнього значення: $K_{\text{П}} = U_m / U_{\text{CP}}$;

— **зовнішня характеристика** — залежність напруги на виході від струму навантаження $U_{\text{CP}} = f(I_{\text{CP}})$.

Рис. 17.3. Зовнішня характеристика випрямляча

Для ідеального випрямляча остання характеристика — це горизонтальна пряма — 1 (рис. 17.3). У реальному випрямлячі мають місце витрати напруги на діодах, в активних і реактивних опорах трансформатора, в з'єднувальних проводах. Тому напруга

на виході реального випрямляча, як і у звичайного джерела, зменшується з ростом струму навантаження (залежність — 2 на рис. 17.3).

17.2. Однофазні схеми випрямлення

Однофазна однонапівперіодна схема (рис. 17.4, а). Навантаження підключено до трансформатора T за допомогою діода VD . Змінна напруга на виході T : $u_2 = U_{2m} \cdot \sin \omega t$ (рис. 17.4, б). У позитивний напівперіод u_2 діод VD відкрито. Якщо прямим падінням напруги на діоді $U_{пр}$ нехтувати, вважаючи його ідеальним, то напруга u_2 повністю надходить до навантаження, тобто $u_H = u_2$ і струм $i_H = u_H / R_H$. У негативний напівперіод u_2 (знаки на рис. 17.4, а у дужках) VD закрито. Якщо нехтувати зворотнім струмом, то $i_H = 0$, $u_H = 0$. При цьому негативна напівхвиля u_2 прикладена до діода: $u_{VD} = u_2$ (рис. 17.4, б), що є для нього зворотною напругою. Її амплітуда U_{2m} є максимальною зворотною напругою діода $U_{зв\ max} = U_{2m}$. Процеси, що розглянуті, періодично повторюються.

Таким чином у схемі використовують лише один (позитивний) напівперіод змінної напруги. Струм і напруга на навантаженні пульсують від нуля до максимуму. Кількість пульсацій за період напруги мережі: $m_{II} = 1$.

Згідно з (17.2) середнє значення випрямленої напруги:

$$U_{cp} = U_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_2 d\omega t = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} U_{2m} \sin \omega t d\omega t = \frac{U_{2m}}{\pi} = 0,318 U_{2m}.$$

Середнє значення випрямленого струму (струм навантаження):

$$I_{нсп} = I_0 = \frac{U_{cp}}{R_H} = \frac{I_{Hm}}{\pi},$$

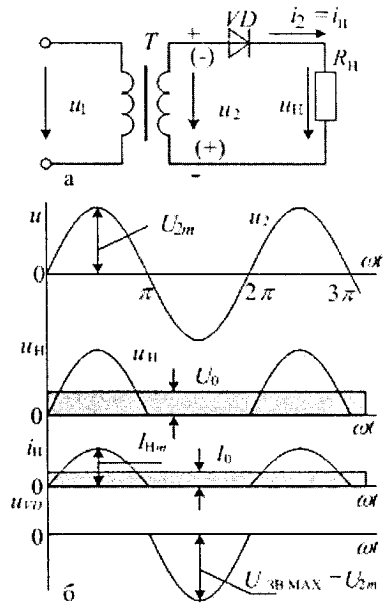


Рис. 17.4. Однофазний однонапівперіодний випрямляч:
а) схема принципова;
б) діаграми роботи

де амплітуда струму навантаження:

$$I_{Hm} = \frac{U_{2m}}{R_H}$$

Діюче значення напруги на навантаженні:

$$U_H = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_H^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} U_{2m}^2 \sin^2 \omega t d\omega t} = \frac{U_{2m}}{2} = \frac{\pi \cdot U_{CP}}{2} = 0,707 \cdot U_2,$$

де U_2 – діюче значення напруги на виході трансформатора.

Аналогічно можна визначити діюче значення струму I_2 (струму діода I_{VD}):

$$I_2 = I_{VD} = \frac{I_{Hm}}{2} = \frac{\pi}{2} I_{HCP}$$

Амплітуда найбільшої (першої) гармоніки в розкладанні (17.1) напруги $u_H(t)$, що має частоту мережі ω , дорівнює половині від загального значення амплітуди пульсації напруги навантаження U_{2m} , тобто $U_{1m} = 0,5 \cdot U_{2m}$. Коефіцієнт пульсацій: $K_{\Pi} = U_{1m} / U_{CP} = 0,5 \cdot U_{2m} / 0,318 \cdot U_{2m} = 1,57$. Середнє значення струму діода: $I_{VDSP} = I_{HCP} = U_{CP} / R_H$. Вибір діоду VD здійснюється за умов п.16.4:

$$I_{\Pi PMAH} \geq K_3 \cdot I_{VDSP} = (1,3 \dots 1,5) \cdot I_{HCP};$$

$$U_{3BMAH} \geq K_3 \cdot U_{2m} = (1,3 \dots 1,5) \cdot \sqrt{2} \cdot U_2.$$

У подальшому для зручності порівняння розрахункові параметри схем випрямлення зведені до табл.17.1.

Однофазна двонапівперіодна схема випрямлення з нульовим виводом (рис. 17.5, а). Вторинна обмотка трансформатора T має вивід від середньої точки n (нульовий вивід), відносно якої напруги u_{21} і u_{22} змінюються у протифазі (зсунуті на 180° – рис. 17.5, б). Напруга на навантаженні формується почерговим відкриванням діодів $VD1$ і $VD2$: на відрізку $(0; \pi)$ $u_{21} > 0$, відкрито $VD1$, $u_H = u_{21}$, $i_H = i_1$; на відрізку $(\pi; 2\pi)$ $u_{22} > 0$, відкрито $VD2$, $u_H = u_{22}$, $i_H = i_2$ і т.д. Таким чином, використовуються обидва напівперіоди напруги мережі – струм у навантаженні $i_H = u_H / R_H = (i_1 + i_2)$ безперервний. Кількість пульсацій випрямленої напруги за період напруги мережі: $m_{\Pi} = 2$. Частота основної гармоніки з но-

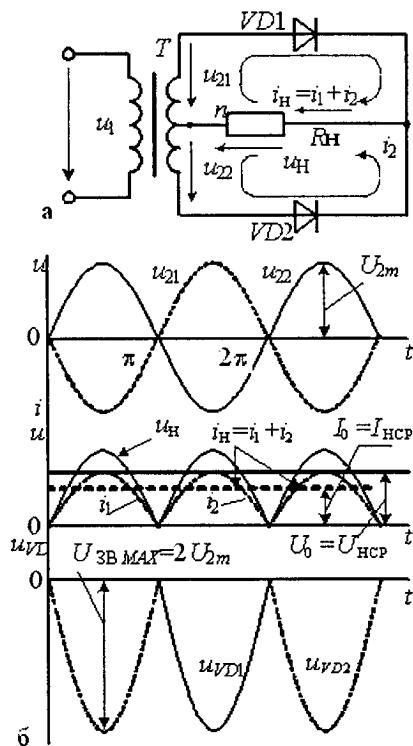


Рис. 17.5. Однофазний двонапівперіодний випрямляч з нульовим проводом: а) схема принципова; б) діаграми роботи

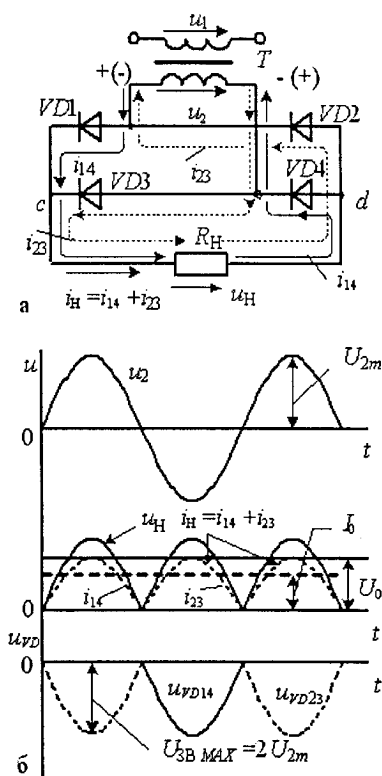


Рис. 17.6. Однофазний мостовий випрямляч: а) схема принципова; б) діаграми роботи

мером $k = 2$ в (17.1) $f = 2 \cdot 50 = 100$ Гц. Оскільки випрямлена напруга складається з двох напівхвиль, значення U_{CP} (табл.17.1) вдвічі більше, ніж в однонапівперіодній схемі при $U_{21} = U_{22} = U_2$.

Через те, що діоди працюють по черзі, струм крізь кожний діод дорівнює половині випрямленого струму $I_{VDCP} = 0,5 \cdot I_{HCP} = 0,5 \cdot I_0$. Коли струм прямує крізь один діод (наприклад $VD1$), до другого ($VD2$) прикладена зворотна напруга всієї вторинної обмотки трансформатора ($U_{21} + U_{22} = 2U_2$), тобто максимальна зворотна напруга діода $U_{3BMAX} = 2U_{2m}$.

Однофазна мостова двонапівперіодна схема випрямлення. Складається (рис. 17.6, а) з двох пар діодів, що працюють по черго-

во: $VD1$, $VD4$ і $VD2$, $VD3$. У позитивний напівперіод напруги u_2 (полярність напруги на рис. 17.6, а показано без дужок) діоди $VD1$, $VD4$ ввімкнуті в прямому напрямку, а $VD2$, $VD3$ — у зворотному. Струм i_{14} прямує крізь діод $VD1$ до точки “с”, а далі на навантаження R_H — до точки “d” і крізь відкритий діод $VD4$ до правого затискача обмотки трансформатора. Струм від точки “d” при цьому не має змоги надходити до діода $VD2$, тому що на його катоді потенціал вищий, ніж у точці “d”, тобто цей діод закритий.

У негативний напівперіод (полярність u_2 — в дужках) струм i_{23} прямує крізь діоди $VD2$, $VD3$, а $VD1$, $VD4$ закриті, струм навантаження i_H має при цьому також напрямок від “с” до “d”. Також як і в схемі (рис. 17.5) використовуються обидва напівперіоди напруги джерела u_2 .

Значення U_{CP} (табл. 17.1) визначається аналогічно. Зворотною напругою для закритих діодів є вторинна напруга трансформатора (рис. 17.6, б). Назву “мостова” схема отримала через те, що навантаження R_H ввімкнено як “місток” між точками “с” і “d” катодної групи вентилів ($VD1$ і $VD3$ з'єднані катодами) і анодної групи вентилів ($VD2$ і $VD4$, з'єднані анодами). При цьому струм навантаження завжди прямує крізь один діод з катодної групи і один з анодної. Через те, що діоди працюють по чергово, струм крізь один

$$\text{діод } I_{VDCP} = 0,5 \cdot I_{HCP}$$

У теперішній час поширено виконання мостових випрямлячів в інтегральному виконанні. Так на рис. 17.7 показаний представник серії IR25XB06H однофазних діодних мостів для індустриальних та побутових джерел живлення, а також для застосування в комп'ютерах і телевізорах.

Ця серія входить у лінійку 25-амперних діодних мостів на напруги 200, 400, 600 і 800 В. Пристрої виконані в стандартних пластикових корпусах і можуть експлуатуватися в жорстких

умовах при температурах — 55...150°C та відносній вологості 85%, витримують великі кидки струму. У даного пристрою вихідний струм — 25 А при 100°C, максимальна пряма напруга — 1,0 В, максимальний імпульсний струм за один період при частоті 50 Гц — 350 А, зворотна пікова повторювана напруга — 600 В, струм утечки — 5 мА.

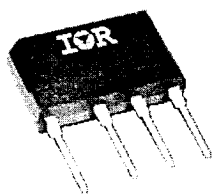


Рис. 17.7. Мостовий випрямляч в інтегральному виконанні

17.3. Трифазні випрямлячі

Трифазна схема випрямлення з нульовим виводом (рис. 17.8, а) містить у собі трифазний трансформатор (T), вторинні обмотки якого з'єднані зіркою, вентильну групу з трьох діодів $VD1$, $VD2$, $VD3$, катоди яких з'єднані (затискач d), а аноди поєднані з відповідними затискачами "а", "b", "c" вторинної обмотки трансформатора.

Навантаження ввімкнено між затискачем d і нульовим виводом (n) трансформатора. Струм у навантаженні забезпечується

почерговим підключенням R_H до відповідної фази трансформатора (в зв'язку з цим середній струм діода I_{VDCP} дорівнює $1/3$ випрямленого струму — табл.17.1). При

цьому відкрито діод фази, напруга якої $u_{2\phi}$ найбільш позитивна. Так, на інтервалі (a, b) (рис. 17.8, б) напруга u_{2a} більша за u_{2b} і u_{2c} — відкрито $VD1$, $u_H = u_{2a}$. При цьому потенціал точки d — $\varphi_d = u_{2a} > 0$, а потенціали анодів $VD2$, $VD3$ по відношенню до φ_d негативні, тому діоди $VD2$, $VD3$ закриті. Коли відкрито діод $VD1$, зворотна напруга на $VD2$ і $VD3$ визначається лінійними напругами вторинних обмоток трансформатора u_{2ab} і u_{2ac} . Звідки значення $U_{ЗВМАХ} = U_{2ЛМ}$. На відрізку (b, c) напруга u_{2b} — більша за u_{2a} і u_{2c} — відкрито діод $VD2$, $u_H = u_{2b}$ ($VD1$, $VD3$ — закриті) і т.д. Точки a, b, c (рис. 17.7, б) називають точками природної комутації, у них стається зміна діодів, що проводять струм. Крива випрямленої напруги u_H повторює при цьому

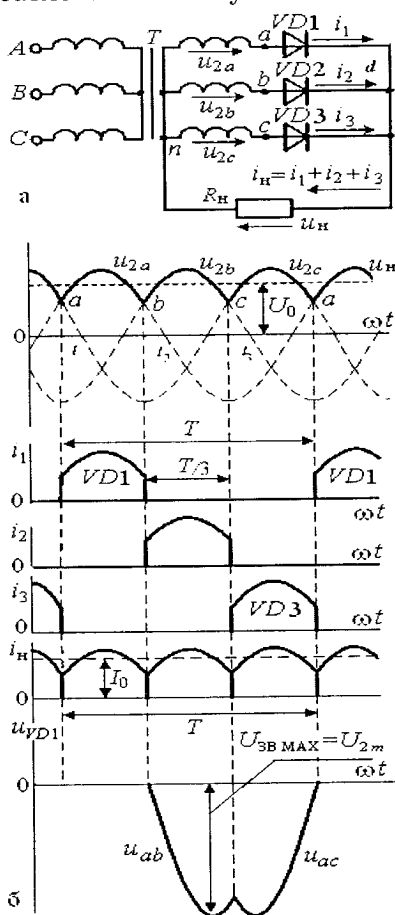


Рис. 17.8. Трифазний випрямляч з нульовим виводом: а) схема принципова; б) діаграми роботи

позитивну обвідну фазних напруг на вторинній обмотці трансформатора, струм $i_H = u_H / R_H$, значення U_{CP} наведено в табл.17.1.

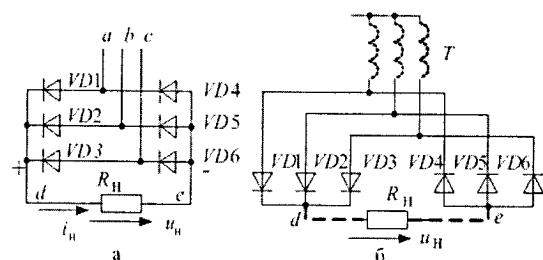


Рис. 17.9 Трифазний мостовий випрямляч
а) схема принципова; б) еквівалентна схема

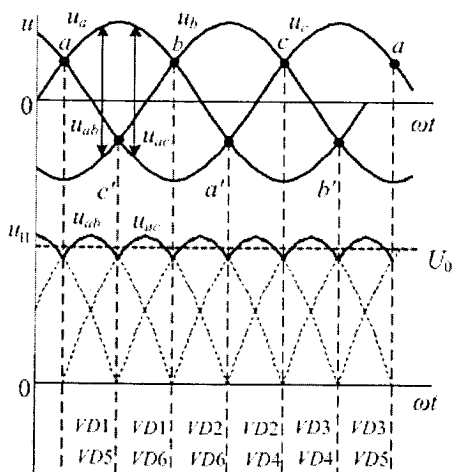


Рис. 17.10. Діаграми роботи
трифазного мостового випрямляча

вою фазних напруг (рис. 17.8, б і рис. 17.10). Анодна група ($VD4, VD5, VD6$) працює аналогічно катодній: так, на відрізьку $a'b'$ (рис. 17.10) напруга u_a найбільше негативна і відкрито діод $VD4$. При цьому потенціал точки $e - \phi_e$ змінюється за негативною ділянкою u_a між точками a', b' . Діоди $VD5$ і $VD6$ при цьому закриті, тому що напруги на їхніх катодах (точки b і c схеми) вищі, ніж на анодах (точка e схеми). На відрізьку $b'c'$ відкрито діод $VD5$, а $VD6$ і $VD4$ закриті і т.д.

Трифазна мостова схема випрямлення (рис. 17.9) містить дві послідовно з'єднані (узгоджено) з боку постійного струму вентильні групи: катодну $VD1, VD2, VD3$ і анодну $VD4, VD5, VD6$. З боку змінного струму ці групи з'єднані паралельно (живляться від однакових фаз змінного струму).

Легко переконались, що кожна з них повторює роботу трифазної схеми з нульовим виводом (рис. 17.8, б), навантаження при цьому ввімкнено між затискачами d та e , тобто напруга на ньому:

$$u_H = \phi_d - \phi_e. \quad (17.3)$$

Катодна група працює так, як показано вище для нульової схеми, тобто потенціал точки d змінюється за позитивною обвідною кривою

Таким чином, потенціал точки e змінюється за негативною обвідною кривою фазних напруг (рис. 17.10). Середнє значення випрямленої напруги для катодної і анодної груп визначається як і у нульовій схемі випрямлення (табл.17.1). За їхнім послідовним узгодженим з'єднанням з боку постійного струму отримуємо вихідну напругу у 2 рази більшу, ніж її значення для нульової схеми випрямлення (табл. 17.1).

Таблиця 17.1 - Основні параметри некерованих випрямлячів при роботі на активне навантаження

Параметри	Схеми випрямлення				
	одноразпівперіодна	дворазпівперіодні		з нульовим виводом	мостова
		з нульовим виводом	мостова		
Середнє значення випрямленої напруги, U_{CP}	$0,45 \cdot U_2$ $0,318 \cdot U_{2m}$	$0,9 \cdot U_2$ $0,636 \cdot U_{2m}$	$0,9 \cdot U_2$ $0,636 \cdot U_{2m}$	$1,17 \cdot U_{2\phi}$ $0,83 \cdot U_{2\phi m}$	$2,34 \cdot U_{2\phi}$ $1,66 \cdot U_{2\phi m}$
Кількість діодів	1	2	4	3	6
Середнє значення струму діода, I_{VDCP}	I_{HCP}	$0,5 \cdot I_{HCP}$	$0,5 \cdot I_{HCP}$	$I_{HCP}/3$	$I_{HCP}/3$
I_2/I_{CP}	$\pi/2$	0,785	1,11	0,577	0,817
Максимальна зворотна напруга на діоді, $U_{ЗВМАХ}$	$\pi \cdot U_{CP}$ U_{2m}	$\pi \cdot U_{CP}$ $2U_{2m}$	$1,57 \cdot U_{CP}$ U_{2m}	$2,09 \cdot U_{CP}$ U_{2m}	$1,05 \cdot U_{CP}$ U_{2m}
Кількість пульсацій випрямленої напруги m_{Π}	1	2	2	3	6
Частота першої гармоніки ($k = m_{\Pi}$), Гц	50	100	100	150	300
Коефіцієнт пульсацій K_{Π}	1,57	0,667	0,667	0,25	0,057
Потужність трансформатора S_{T}/P_d ($P_d = U_{CP}I_{CP}$)	3,09	1,48	1,23	1,35	1,05
Можливе використання без трансформатора	так	ні	так	лише в мережах з нульовим виводом.	так

Миттєве значення u_H визначається згідно з (17.3) і змінюється за обвідною лінійних напруг (рис. 17.10). Так, на відрізку ac' $\varphi_d = u_a$, $\varphi_e = u_b$ тобто $u_H = (u_a - u_b) = u_{ab}$; на відрізку $c'b$ $u_H = u_{ac}$ і т.д. Струм $i_H = u_H/R_H$ за формою повторює криву вихідної напруги і в кожному мить часу прямує крізь пару діодів (один з катодної, другий з анодної груп), що характерно для мостових схем.

Порівняння схем і області використання. Вибір схеми випрямлення для конкретних умов є достатньо складним завданням і передбачає врахування цілого ряду факторів. Для зручності порівняння розглянутих вище схем випрямлення їхні показники об'єднані в табл. 17.1. Так, з точки зору забезпечення найменших пульсацій напруги на виході перевагу має трифазна мостова схема випрямлення ($K_{\Pi} = 0,057$). Вона використовується практично без фільтра, що особливо важливо для потужних приймачів. Тому мостова схема, незважаючи на велику кількість діодів, є основною для живлення двигунів постійного струму та інших потужних промислових приймачів.

Для малопотужних приймачів, де проблема згладжування пульсацій вирішується достатньо просто, або зовсім не стає, використовуються переважно схеми з мінімальною кількістю діодів. Наприклад, з потужностями до 10 Вт, у зарядних пристроях та ін., використовується однонапівперіодна схема.

Важливим показником для обирання схеми є зворотна напруга. Так, за високими значеннями напруги U_2 мостова однофазна схема має переваги у порівнянні з нульовою, хоча з однаковими U_{CP} і K_{Π} має більшу кількість діодів, тому, що можна використати діоди з удвічі меншою напругою $U_{ЗВМАХ}$.

Приклад 17.1. Для живлення приймача постійного струму з $U_{НОМ} = 12$ В, $I_{НОМ} = 1$ А від джерела змінного струму $U_1 = 220$ В використовується випрямляч за схемою рис. 17.6, а. Визначити параметри діодів і коефіцієнт трансформації трансформатора T .

Розв'язання. Поклавши значення $U_{НОМ} = U_{CP} = 12$ В і $I_{НОМ} = I_{CP} = 1$ А, знайдемо значення U_2 згідно з табл. 17.1.

$$U_2 = U_{CP} / 0,9 = 12 / 0,9 = 13,3 \text{ В.}$$

Коефіцієнт трансформації: $K = U_1 / U_2 = 220 / 13,3 = 16,54$.
Максимальне значення зворотної напруги на діодах (див. табл. 17.1):

$$U_{ЗВМАХ} = U_{2m} = \sqrt{2} \cdot U_2 = \sqrt{2} \cdot 13,3 = 18,8 \text{ В.}$$

Середнє значення струму крізь діод: $I_{VDSP} = I_{HCP} / 2 = 1 / 2 = 0,5$ А.

Згідно з цим слід обирати діоди з:

$$I_{ПРМАХ} \geq K_3 \cdot I_{VDSP} = 1,3 \cdot 0,5 = 0,65 \text{ А};$$

$$U_{ЗВМАХ} \geq K_3 \cdot U_{2m} = 1,3 \cdot 18,8 = 24,48 \text{ В}.$$

17.4. Згладжувальні фільтри

Призначення фільтра полягає в тому, щоб, пропустивши на вихід постійну складову випрямленої напруги, максимально послабити змінну її складову.

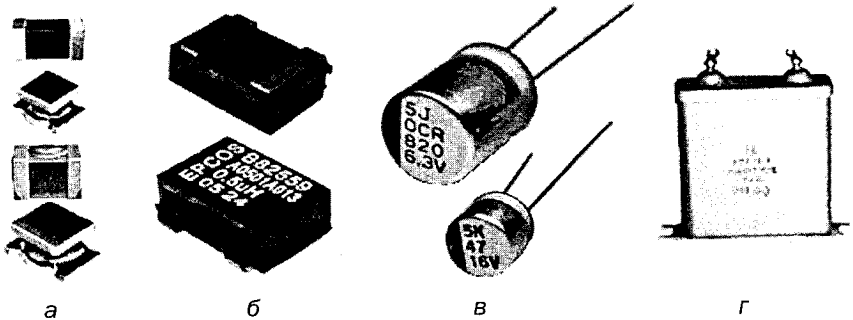


Рис. 17.11. Котушки індуктивності та конденсатори

Дія згладжувальних фільтрів заснована на використанні в колі реактивних індуктивного L і ємнісного C елементів, що здатні з вмиканням до джерела накопичувати енергію, та віддавати її в навантаження із зменшенням (припиненням) надходження енергії від джерела. Цим забезпечується рівномірність надходження енергії в навантаження. На рис. 17.11 подані приклади зовнішнього вигляду котушок індуктивності (а, б) і конденсаторів (в, г).

Розглянемо, приміром, роботу випрямляча з ємнісним фільтром (рис. 17.12). Якщо напруга u_2 зростає і більша за напругу u_C на конденсаторі C_Φ [відрізки (0 - t_1), (t_2 - t_3) на рис. 17.13] діод VD відкрито: струм i_{VD} розподіляється між навантаженням — i_H та конденсатором — струм заряджання i_{C3} . Конденсатор заряджається до напруги $U_C \approx U_{2m}$ і в ньому накопичується енергія.

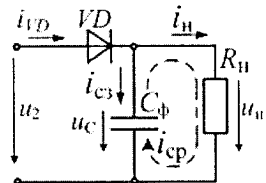


Рис. 17.12.
Однофазний
однонапівперіодний
випрямляч з ємнісним
фільтром

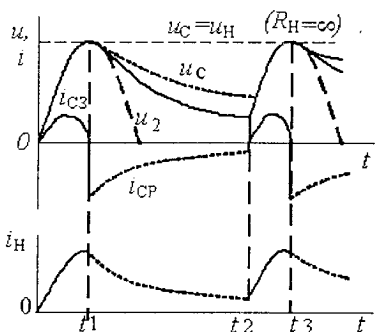


Рис. 17.13. Діаграми роботи однонапівперіодного випрямляча з ємнісним фільтром

більше R_H (конденсатор повільно розряджається). У випадку $R_H = \infty$ (режим холостого ходу) напруга $U_C = U_H = U_{2m}$ (рис. 17.13), коефіцієнт пульсацій $K_{\Gamma} = 0$.

З порівняння наведених на рис. 17.14 зовнішніх характеристик випрямляча з ємнісним фільтром (крива 2) і без нього (лінія 1) впливає, що ефективність фільтра із зростанням навантаження знижується. При великих струмах кращого згладжування можна досягти збільшенням ємності конденсатора C_{ϕ} фільтра (крива 3), але потрібне значення C_{ϕ} при цьому сягає порядку $10^3 \dots 10^4$ мкФ, що не завжди доцільно. Тому для потужних приймачів використовують індуктивний фільтр (згладжувальний дросель), який вмикається послідовно з навантаженням (рис. 17.15, а).

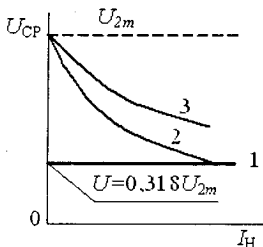


Рис. 17.14. Зовнішні характеристики однонапівперіодного випрямляча

до коефіцієнта пульсацій на його виході $K_{\text{ПВХ}}$ для тієї ж гармоніки напруги: $K_{3\Gamma} = K_{\text{ПВХ}} / K_{\text{ПВХ}}$.

Для поліпшення згладжування використовують комбіновані LC (RC) фільтри, схеми яких наведені на рис. 17.15, б, в, г. Вибір схеми визначається величиною випрямленого струму і допустимим

Починаючи з моменту t_1 напруга $u_C > u_2$: діод закривається, навантаження і конденсатор виключено від джерела — конденсатор розряджається на навантаження (струм i_{CP}) — віддає йому накопичену енергію і підтримує в ньому струм незмінного напрямку. При цьому струм на навантаження R_H надходить безперервно, пульсації випрямленої напруги ($u_H = u_C$) значно зменшуються. Пульсації тим менші, чим менший струм навантаження

Якість згладжування фільтра оцінюється коефіцієнтом згладжування, який прийнято визначати відношенням коефіцієнта пульсацій на вході фільтра (виході

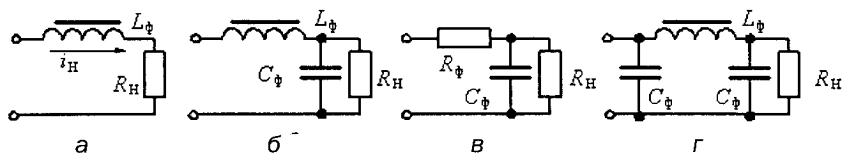


Рис. 17.15. Схеми згладжувальних фільтрів

значенням коефіцієнта пульсацій випрямленої напруги. У ролі послідовних елементів фільтрів у колах з великим струмом, використовують індуктивності (дроселі), з малим струмом — резистивні елементи R . Паралельними елементами звичайно є конденсатори. Дія дроселя як елемента фільтра зведена до того, що в ньому витрачається найбільша частина змінної складової з частотою ω , так як його опір $X_{L\phi} = \omega \cdot L$ звичайно значно більший за R_H . Для постійної складової випрямленого струму $X_{L\phi} = 0$. Дія конденсатора як елемента фільтра зведена до того, що виконуючи шунтування опору навантаження, він пропускає крізь себе найбільшу частину змінної складової випрямленого струму ($X_C = 1/\omega \cdot C \ll R_H$). В електронних пристроях з малим струмом для зменшення розмірів і магнітних полів, що впливають на роботу схеми, замість дроселя використовують резистори (RC — фільтри), а також транзистори (активні фільтри).

17.5. Стабілізатор постійної напруги

Це пристрій, що підтримує напругу на навантаженні з заданою точністю із змінюванням опору навантаження і напруги мережі у визначених межах. Існує два види стабілізаторів: **параметричні і компенсаційні**. У параметричних основною ланкою, що стабілізує, є нелінійний елемент — стабілітрон. Схема найпростішого параметричного стабілізатора розглядалась у п.16.4.

У компенсаційних — стабілізація досягається шляхом введення негативного зворотного зв'язку з виходу стабілізатора на вхід регульовального елемента, в якості якого, як правило, використовують потужний транзистор. В схемі найпростішого

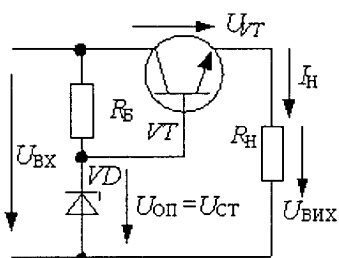


Рис. 17.16. Компенсаційний стабілізатор напруги

компенсаційного стабілізатора, що наведена на рис. 17.16, використовують транзистор VT у режимі емітерного повторювача (п. 18.3). При цьому він виконує роль регульованого “баластного” опору, падіння напруги на якому $U_{VT} = U_{BX} - U_{ВИХ}$ змінюється. За рахунок цього з незмінною (заданою) напругою $U_{ОП}$ вихідна напруга $U_{ВИХ}$ також залишається незмінною (повторює $U_{ОП}$) $U_{ВИХ} = U_{ОП} \approx const$ із змінюванням R_H і U_{BX} . У ролі джерела $U_{ОП}$ можна використати стабілітрон VD ($U_{СТ} = U_{ОП}$).

17.6. Керовані випрямлячі

У некерованих випрямлячах є жорсткий зв'язок між напругою живлення трансформатора і випрямленою напругою (табл.17.1). На практиці є приймачі, що вимагають регулювання випрямленої напруги в широких межах (регульовані електроприводи постійного струму). Із використанням некерованих випрямлячів це можливо шляхом регулювання вхідної змінної напруги за допомогою автотрансформаторів. Однак, потужні автотрансформатори вимагають наявності потужних контактних перемикачів для змінювання кількості витків, не дозволяють змінювати коефіцієнт трансформації безступінчато, вимагають складних приводів для цих перемикачів. Тому в наш час для цих цілей отримали використання керовані випрямлячі (КВ) на безконтактних керованих перемикаючих пристроях — тиристорах, для керування якими використовують малопотужні електронні пристрої.

Однофазний мостовий керований випрямляч (рис. 17.17). Його схему можна отримати заміною у схемі некерованого випрямляча (рис. 17.6) діодів VD на тиристри VS . У некерованому випрямлячі відкривання діодів здійснюється в моменти змінювання полярності напруги u_2 (рис. 17.4, б) коли $\omega t = \{0; \pi; 2\pi; 3\pi$ і т.д.). Ці моменти названо точками природної комутації. Тривалість провідного стану VD фіксована і складає половину періоду, при цьому середнє значення випрямленої напруги $U_{cp} = U_d = U_0 = 0,636 \cdot U_{2m} = 0,9 \cdot U_2$ (табл.17.1).

На відміну від діода VD тиристор VS у позитивний напівперіод не відкривається до подавання імпульсу напруги $u_{имп}$ на керуючий електрод (п.16.6), що виконується з деякою затримкою на кут α (рис. 17.17, б). Відлік кута α здійснюється від точки природної комутації, а сам кут названо **кутом відкривання**.

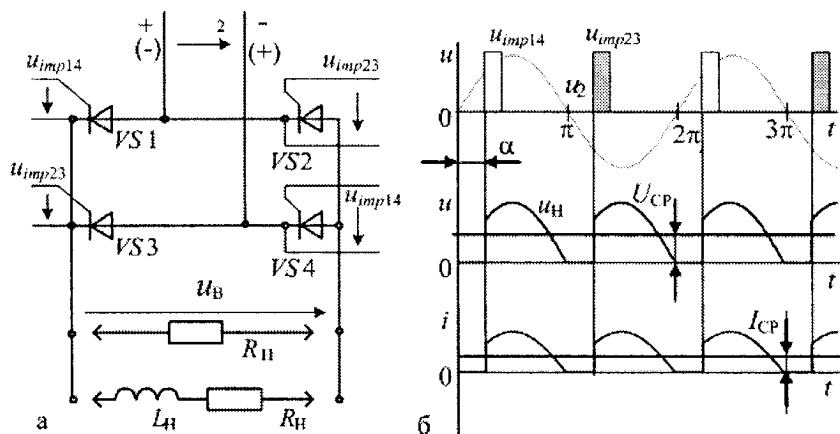


Рис. 17.17. Однофазний мостовий КВ:
а) принципова схема; б) діаграми напруг

Робота КВ на активне навантаження – резистор R_H .

На інтервалі $(0 - \alpha)$ тиристри схеми закриті і напруга $u_H = 0$. В момент подавання імпульсу (u_{imp14}) $\omega t = \alpha$ на тиристри $VS1$ і $VS4$ вони відкриваються, напруга u_2 передається на навантаження, тобто напруга u_H стрибком зростає і далі $u_H = u_B = u_2$ (рис. 17.17, б). Струм $i_H = u_H/R_H$ повторює форму напруги. В момент $\omega t = \pi$ починається негативний напівперіод, напруга u_2 змінює знак (на рис. 17.17, а знаки в дужках) і стає зворотною для тиристора, струм i_H зменшується до нуля – тиристри $VS1$ і $VS4$ закриваються і струм у зворотному напрямку не проводять (як і діод). *Вимкнення (комутація) тиристорів зворотною напругою мережі змінного струму названо природною комутацією.*

В момент $\omega t = (\pi + \alpha)$ подаються імпульси (u_{imp23}) на тиристри $VS2$ і $VS3$ – вони відкриваються, напруга u_2 передається на навантаження. Далі процес повторюється. Із збільшенням кута відкривання час відкритого стану тиристорів скорочується, відповідно зменшується і середнє значення випрямленої напруги на навантаженні $U_d = U_{CP}$ (з $\alpha = \pi$, $U_{CP} = 0$). Струм має перервний характер, причому із збільшенням кута α безструмові паузи зростають.

Таким чином, у тиристорному КВ регулювання випрямленої напруги здійснюється не за рахунок змінювання амплітуди

напруги U_{2m} , що підведена до випрямляча, а за рахунок змінювання часу, на який навантаження вмикається до мережі живлення у кожному періоді.

Керування тиристорами випрямляча здійснюється малопотужною електронною системою імпульсно-фазового керування (СІФК). Остання (див. п. 17.10), забезпечує формування керуючих імпульсів $u_{\text{имп}}$. Фаза імпульсів (кут α) змінюється із змінюванням напруги керування u_K на вході СІФК.

Регульовальна характеристика КВ при роботі на активне навантаження (R_n) — залежність $U_{d\alpha} = U_{\text{ср}}(\alpha) = f(\alpha)$, має вигляд:

$$U_{\text{ср}}(\alpha) = \frac{1}{T} \int_0^T u_n dt = U_0 \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (17.4)$$

і наведена на рис. 17.18 (крива 1). Як витікає з неї, змінюванням

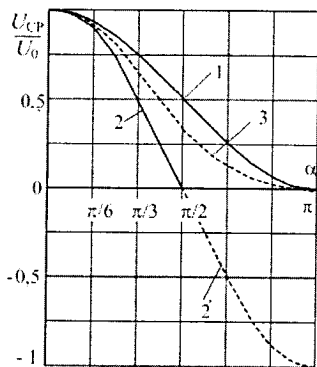


Рис. 17.18. Регульовальні характеристики КВ

α у межах від 0 до π можна регулювати $U_{\text{ср}}$ від максимального значення U_0 до 0. Значення U_0 визначається для відповідної схеми некерованого випрямляча (див. табл.17.1).

Виразом (17.4) можна користуватись лише для однофазних схем керованих випрямлячів.

При використанні схем трифазних КВ мають місце деякі особливості. Це стосується точок природної комутації (див. рис. 17.8, рис. 17.10), відносно яких здійснюється відлік куту α , а також характеру струму з різними α .

В залежності від α струм може бути безперервним або перервним.

Так для **трифазної нульової** схеми випрямлення [21]:

– з $\alpha \leq \pi/6$ струм безперервний – $U_{\text{ср}} = U_0 \cos \alpha$;

– з $\alpha > \pi/6$ струм переривається – $U_{\text{ср}} = U_0 [1 + \sin(\pi/3 - \alpha)] / \sqrt{3}$ (відповідні часові діаграми вихідної напруги наведені на рис. 17.19).

Для **трифазної мостової** схеми випрямлення [21]:

– з $\alpha \leq \pi/3$ $U_{\text{ср}} = U_0 \cdot \cos \alpha$;

– з $\alpha > \pi/3$ $U_{\text{ср}} = U_0 [1 + \sin(\pi/6 - \alpha)]$.

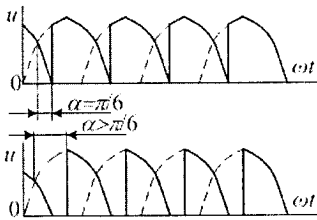


Рис. 17.19. Часові діаграми $u_{\text{вих}}$ трифазного КВ з нульовою точкою

При цьому навантаження КВ має активно-індуктивний характер, тобто до його затискачів (рис. 17.17, а) підключено індуктивний елемент L_H і активний опір R_H . У подальшому враховуємо, що індуктивність L_H достатньо велика, щоб вважати випрямлений струм ідеально згладженим, тобто:

$$i_H = I_{CP} = U_{CP} / R_H.$$

З подаванням керуючих імпульсів $u_{\text{imp}14}$ на тиристорі $VS1$, $VS4$ вони відкриваються і пропускають струм $i_H = i_{14}$ (рис. 17.20). Індекси 1,4 показують, що це струм крізь 1 і 4 тиристори. Через те, що тиристори відкриті, випрямлена напруга u_B повторює напругу u_2 (рис. 17.20). У момент $\omega t = \pi$ напруга u_2 стає негативною, однак, закривання тиристорів $VS1$, $VS4$ не трапляється. Цьому завдяє ЕРС самоіндукції e_L згладжувального дроселю, вона підтримує струм у колі незмінним (за рахунок енергії, що накопичується в індуктивності L_H).

В момент $\omega t = (\pi + \alpha)$ керуючі імпульси подаються на тиристори $VS2$, $VS3$. Вони відкриваються. Через ввімкнуті тиристори $VS2$, $VS3$ до $VS1$ і $VS4$ подається напруга u_2 , що на даний момент є зворотною для

При роботі на активне навантаження його струм має перервний характер, причому із збільшенням кута α зменшується U_{CP} і безструмові паузи зростають.

Робота на активно-індуктивне навантаження. Для зменшення пульсацій випрямленого струму i_H послідовно з приймачем (R_H) вмикають згладжувальний дросель D_r (котушку з феромагнітним осередком).

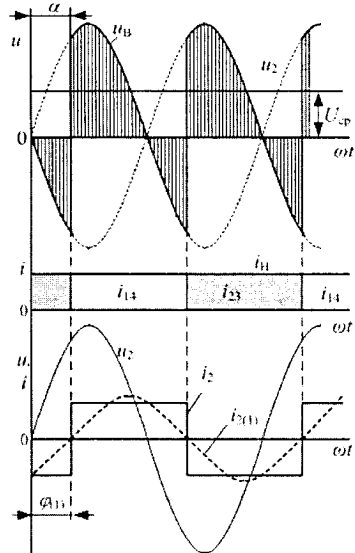


Рис. 17.20. Діаграми роботи КВ з активно-індуктивним навантаженням

них. Це призводить до їхнього вимкнення, струм i_{14} зменшується до нуля, а струм i_{23} у тиристорах $VS2$ і $VS3$ при цьому зростає. Якщо знехтувати індуктивністю мережі змінного струму, комутація струму з тиристорів $VS1$ і $VS4$ на $VS2$, $VS3$ здійснюється миттєво. Після чого струм навантаження $i_H = i_{23}$ та прямує від мережі до навантаження крізь ввімкнені $VS2$ і $VS3$. З подаванням імпульсів на тиристори $VS1$ і $VS4$ процес повторюється, стається повторне їхнє відкривання із закриттям $VS2$ і $VS3$.

У режимі роботи з активно-індуктивним навантаженням є наступні особливості роботи тиристорного КВ (рис. 17.20):

1. Струм навантаження стає безперервним.
2. Миттєва напруга на навантаженні на деяких інтервалах стає негативною. Внаслідок цього знижується середнє значення вихідної напруги.

3. Комутація тиристорів з безперервним струмом навантаження зведена до перемикання цього струму з однієї пари тиристорів на іншу в мить подавання на неї керуючих імпульсів.

Середнє значення випрямленої напруги КВ з активно-індуктивним навантаженням (струм навантаження безперервний):

$$U_{\text{ср}}(\alpha) = \frac{1}{T} \int_0^T u_H dt = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} U_{2m} \sin \omega t dt = U_0 \cos \alpha, \quad (17.5)$$

де $U_0 = 0,9 \cdot U_2$ (для поданої схеми згідно з табл. 17.1). Цій формулі відповідає регульовальна характеристика — крива 2 на рис. 17.18. За значенням $U_{\text{ср}}$ можна обчислити значення випрямленого постійного струму $I_{\text{ср}} = U_{\text{ср}}/R_H$, при цьому враховувати індуктивність L_H не слід, тому як для незмінного значення постійного струму індуктивний елемент не чинить опору. Із збільшенням кута α значення $U_{\text{ср}}$ знижується, з $\alpha = 90^\circ$ $U_{\text{ср}} = 0$ і $I_{\text{ср}} = 0$. Регулювання при кутах $\alpha > 90^\circ$ неможливо, оскільки при цьому $U_{\text{ср}} < 0$ і відповідно струм ($i_H = I_{\text{ср}} < 0$) повинен змінити напрямок назустріч провідному стану тиристорів схеми.

КВ як активно-реактивний приймач енергії. Як видно з рис. 17.20, споживаний КВ з мережі змінний струм i_2 — несинусоїдний (позитивний напівперіод його формується з відкриванням $VS1$, $VS4$, негативний — $VS2$, $VS3$). Його перша гармоніка $i_{2(1)}$ з частотою мережі ω (визначається розкладанням кривої i_2 в ряд Фур'є, подібний (17.1)) запізнюється від напруги u_2 на кут

$\varphi_{(1)} = \alpha$. Це дозволяє зробити висновок про те, що КВ для мережі змінного струму є активно-індуктивним навантаженням, тобто поряд із споживанням активної потужності, обмінюється з мережею енергією, що періодично накопичується і повертається магнітним полем дроселя. При цьому коефіцієнт потужності випрямляча $\cos \varphi_{(1)} = \cos \alpha$, та із збільшенням α при регулюванні напруги знижується.

Тому, що у реальних схемах величина L_H обмежена, то з кутами α , близькими до 90° , енергії, накопиченої в індуктивності, стає недостатньо для підтримання незмінного струму в колі. Струм стає перервним, напруга U_{CP} відносно до розрахованої за (17.5) підвищується за рахунок зменшення ділянок, де u_B — негативне. Внаслідок цього регулювальна характеристика КВ наближається до характеристики з активним навантаженням (крива 3 на рис. 17.18).

Приклад 17.2. Визначити діапазон регулювання вихідної напруги КВ (рис. 17.17, а), якщо $\alpha = 0-150^\circ$, $U_2 = 220$ В, навантаження активне.

Розв'язання. Значення вихідної напруги з $\alpha = 0$ визначається як і у некерованого випрямляча (табл.17.1): $U_0 = 0,9 \cdot U_2 = 0,9 \cdot 220 = 198$ В.

З $\alpha > 0$ використовуємо (17.4). Тоді для значення $\alpha = 150^\circ$:

$$U_{CP}(\alpha) = U_0(1 + \cos \alpha)/2 = 198 \cdot (1 + \cos 150^\circ)/2 = 13,3 \text{ В.}$$

Таким чином, із змінюванням α від 0 до 150° середнє значення вихідної напруги регулюється від 198 В до 13,3 В.

Робота КВ на приймач з проти-ЕРС (випрямний режим). Має місце при живленні від керованого випрямляча машини постійного струму (МПС) або із заряджанням акумуляторів. З урахуванням індуктивності згладжувального дроселя Dp (L_{DP}, R_{DP}) вважаємо струм у колі навантаження ідеально згладженим $i_H = I_a = I_{CP}$. Напрямок ЕРС якоря E_a (рис. 17.21) протилежний струму I_a , тобто МПС працює в режимі двигуна —

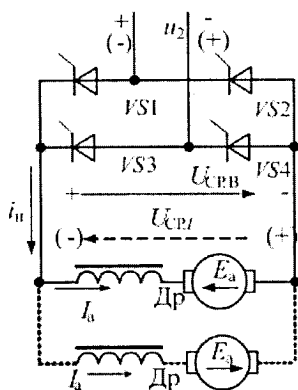


Рис. 17.21. КВ при роботі на приймач з ЕРС

споживає енергію (електромагнітна потужність $P_E = E_a \cdot I_a$ перетворюється в механічну потужність $P_{\text{МЕХ}}$). КВ при цьому працює у **випрямному режимі**, що забезпечує надходження енергії з мережі змінного струму до кола навантаження. Струм навантаження:

$$I_H = I_{\text{CP}} = I_a = (U_{\text{CPB}} - E_a) / (R_a + R_{\text{ДР}}), \quad (17.6)$$

де U_{CPB} — середня напруга на виході КВ, R_a , $R_{\text{ДР}}$ — опори кола якоря двигуна і дроселя.

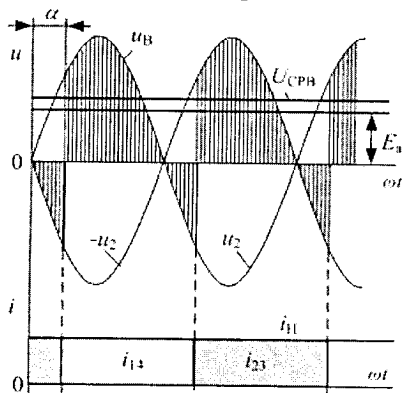


Рис. 17.22. Діаграми роботи КВ у випрямному режимі

енергетичні показники погіршуються — зростає споживання реактивної потужності ($\cos \varphi$ випрямляча як приймача енергії зменшується).

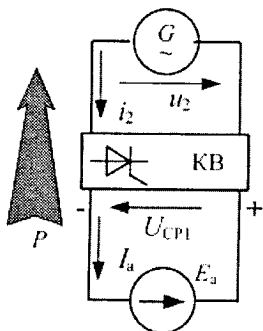


Рис. 17.23. Еквівалентна схема КВ у інверторному режимі

Часові діаграми, що ілюструють роботу КВ у випрямному режимі, наведені на рис. 17.22 (для зручності аналізу E_a на рис. 17.22 показана зворотної полярності). Процеси, що відбуваються в колі, аналогічні випадку роботи КВ на активно-індуктивне навантаження. Кількість енергії, що надходить до МПС, можна регулювати, якщо змінювати кут α — відкриття тиристорів. Значення $U_{\text{CP}} = f(\alpha)$ при цьому визначається згідно з (17.5). Зі зростанням α

Оскільки індуктивність $L_{\text{ДР}}$ має обмежене значення, зі зниженням U_{CP} пульсації випрямленого струму зростають і КВ переходить у режим перервних струмів [21], про що йшла мова вище. Залежність (17.5) порушується.

Інверторний режим роботи КВ. Тиристорні перетворювачі.

Інверторний режим КВ характеризується тим, що енергія з мережі постійного струму надходить до мережі змінного. На відміну від випрямного режиму, де роль приймача виконує проти-ЕРС (E_a МПС),

це передбачає зворотній процес — роль проти-ЕРС виконує не E_a , а керований випрямляч (U_{CP1}). Джерелом енергії є E_a (МПС, що працює в генераторному режимі). У цьому випадку умова (17.6) має вигляд:

$$I_H = I_{CP} = I_a = (E_a - U_{CP1}) / (R_a + R_{ДР}), \quad (17.7)$$

тобто струм якоря і КВ тече під дією E_a і спрямований в протилежному напрямку, ніж напруга КВ — U_{CP} (U_{CP1} змінює полярність), чому відповідає еквівалентна схема на рис. 17.23.

Згідно з цим для переведення кола в інверторний режим — споживання енергії від джерела E_a з наступним передаванням її в мережу змінного струму необхідно:

1. Змінити точки підключення МПС так, щоб напрямок струму i_H на виході КВ співпадав з напрямком ЕРС якоря E_a (показано на рис. 17.21 перервною лінією). При цьому напрямок E_a співпадає з провідним напрямком тиристорів.

2. Змінити полярність вихідної напруги КВ U_{CP1} (знаки на рис. 17.21 показані у дужках, стрілка — перервною лінією). Останнє досягається (рис. 17.24) збільшенням кутів відкривання тиристорів $\alpha > \pi/2$ (змінюється в межах $\pi/2 < \alpha < \pi$). При цьому площа під негативною частиною кривої u_B стає більшою ніж позитивна, тобто згідно з (17.5) U_{CP} стає негативною. Регулюванню кутів α в цій зоні відповідає продовження характеристики 2 рис. 17.18 (крива 2'). Значення α визначається за умовою $U_{CP1} < E_a$. За рахунок дії ЕРС самоіндукції e_L згладжувального дроселя (Др) струм у колі постійного струму $I_{CP} = I_a = i_H$ має незмінне значення (рис. 17.24). При цьому форма струму i_2 на боці генератора змінної напруги u_2 несинусоїдна — позитивна напівхвиля формується з відкриванням тиристорів $VS1, VS4$, а негативна — $VS2, VS3$. По відношенню до напруги u_2 струм i_2 (його перша гармоніка $i_{2(1)}$)

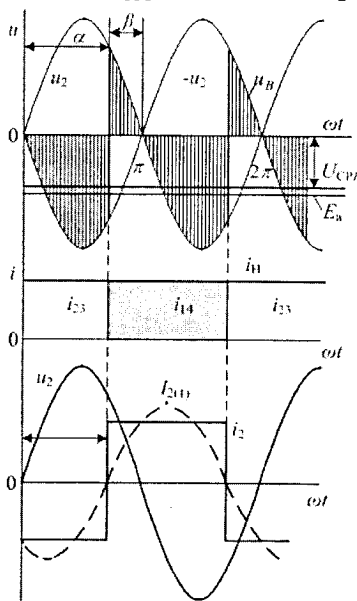


Рис. 17.24. Діаграма роботи КВ у інверторному режимі

запізняється на кут $\varphi = \alpha > \pi/2$, чому відповідає векторна діаграма на рис. 17.25. При цьому активна складова $I_{2a(1)}$ спрямована протилежно U_2 ($P < 0$), тобто мережа змінного струму споживає активну потужність, а КВ є її джерелом, і залишається при цьому "споживачем" реактивної потужності (періодичний обмін енергією між індуктивністю дроселя $L_{ДР}$ і мережею змінного струму).

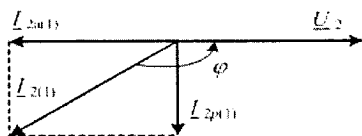


Рис. 17.25. Векторна діаграма КВ у інверторному режимі

Для характеристики інверторного режиму часто використовують (рис. 17.24) тлумачення — *кут випередження відкривання* $\beta = (\pi - \alpha)$ при $\pi/2 > \beta > 0$.

У розглянутому випадку тиристри випрямляча утворюють **інвертор** — пристрій для перетворення енергії постійного струму в енергію змінного з обов'язковою наявністю генератора змінного струму, що забезпечує комутацію (закривання зворотною напругою) тиристорів. Таким чином: це *залежний від мережі змінного струму інвертор або інвертор, ведений мережею*.

Щодо КВ, що здатні працювати як у випрямному, так і в інверторному режимах, вони мають узагальнено назву — тиристорний перетворювач (ТП). Вони широко використовуються в сучасній електротехніці. Так, за допомогою ТП будують довгі потужні лінії електропостачання постійного струму. Генератори змінного струму виробляють електроенергію, що трансформаторами підвищується до високої напруги. Далі встановлюються КВ, що перетворюють змінний струм високої напруги в постійний. Постійний струм передається по довгій лінії електропостачання з мінімальними втратами. В кінці лінії встановлюються ведені мережею інвертори, що перетворюють постійний струм у змінний, котрий потім трансформується до потрібної напруги і надходить до споживачів. ТП широко використовують в електроприводі, в хімічному виробництві та ін.

17.7. Перетворювачі напруги

17.7.1. Регулятор змінної напруги

Являє собою (рис. 17.26, а) пару зустрічно-паралельно ввімкнених між джерелом і навантаженням тиристорів $VS1$, $VS2$, що керуються системою імпульсно-фазового керування СІФК

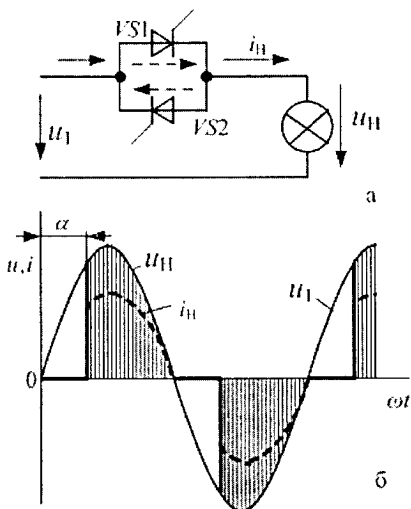


Рис. 17.26. Однофазний тиристорний регулятор напруги: а) схема; б) діаграми роботи

використовуються в якості регуляторів потужності для живлення електротермічного устаткування, електроприводу та ін. Розглянуту схему можна використовувати як **безконтактний комутатор – бездуговий вимикач змінного струму** з малим часом вмикання і вимикання. Він вмикається шляхом подавання імпульсів з $\alpha = 0$ і вимикається шляхом зняття імпульсів керування. Головна перевага схеми – відсутність рухомих частин, що дозволяє використовувати її як вимикач для приймачів з великою кількістю вмикань за годину.

17.7.2. Імпульсні перетворювачі постійного струму, що знижують напругу

Для регулювання постійної напруги споживача при незмінній напрузі мережі живлення використовують імпульсні перетворювачі (ІП). При цьому змінювання напруги на

(на рис. 17.26 не показано). У позитивні напівперіоди напруги u_1 струм навантаження i_H надходить крізь $VS1$, у негативні – крізь $VS2$. Подаючи керуючі імпульси на тиристори не з початку напівперіодів їх провідності, а з затримкою (на кут α), зменшують тривалість відкритого стану тиристорів, чим регулюється діюче значення напруги (струму) навантаження (рис. 17.26, б). Для трифазних приймачів, наприклад, асинхронних двигунів (ТАД), такий регулятор використовується для кожної з фаз навантаження (рис. 17.27).

Тиристорні перетворювачі змінної напруги широко вико-

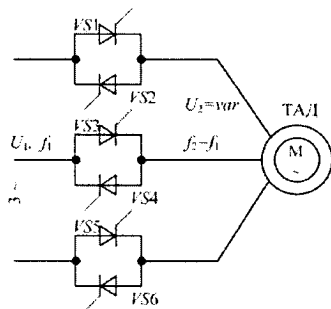


Рис. 17.27. Трифазний тиристорний регулятор напруги

навантаженні забезпечується регулюванням тривалості підключення її до джерела постійного струму. Час циклу ввімкнення — вимкнення названо періодом подавання імпульсів T . Час увімкненого стану роботи — тривалість імпульсу t_i . Зрозуміло, що середнє значення напруги, яке встановлюється на навантаженні, є тим більшим, чим більшим є відношення $\gamma = t_i/T$, що названо *коефіцієнтом заповнення імпульсу*.

У залежності від законів змінювання t_i та T розрізняють:

- широтно-імпульсну модуляцію (ШІМ) з $T = \text{const}$ і $t_i = \text{var}$;
- частотно-імпульсну модуляцію (ЧІМ) з $T = \text{var}$ і $t_i = \text{const}$;
- часово-імпульсну модуляцію з $T = \text{var}$ і $t_i = \text{var}$.

Імпульсний перетворювач (ІП) на тиристорі, що вимикається за колом керування. Схема ІП, і часові діаграми, які пояснюють її роботу, наведені на рис. 17.28. Згідно з напругою керування u_K тиристор VS відкривається в момент часу 0 і відкритий протягом часу t_i . Напруга мережі живлення U надходить на навантаження Z_H , таким чином $u_H = U$. Навантаження (з урахуванням згладжувального дроселя) звичайно має активно-індуктивний характер.

Тому струм у колі i_{H1} змінюється не стрибком, а зростає повільно (енергія накопичується в магнітному полі). Із закінченням тиристора на відрізок часу $(T - t_i)$, навантаження вимикається від джерела U , тобто $u_H = 0$. Струм навантаження (i_{H2}) на цьому відрізку протікає за рахунок ЕРС самоіндукції і зберігає свій попередній напрямок, замикаючись крізь зворотній діод VD . Далі процеси повторюються.

При цьому струм навантаження пульсує в межах від $I_{H\text{MIN}}$ до $I_{H\text{MAX}}$. Зрозуміло, що чим коротшим є період T , тобто чим вище частота подавання імпульсів $f_K = 1/T$, тим меншим є розмах коливань струму. Середнє значення напруги на навантаженні:

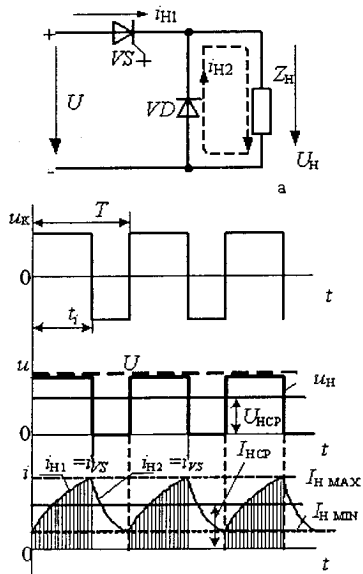


Рис. 17.28. ІП постійної напруги: а) схема принципова; б) діаграма роботи

$$U_{\text{HCP}} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_i} U \cdot dt = U \cdot \frac{t_i}{T} = U \cdot \gamma.$$

Якщо змінювати величину $\gamma = 0 \dots 1$, можна повільно регулювати середнє значення напруги від 0 до U , а також і струм навантаження $I_{\text{HCP}} = U_{\text{HCP}}/R_{\text{H}}$.

Безконтактні вимикачі постійного струму. Розглянуту схему можна використовувати як безконтактний вимикач постійного струму. Дійсно, якщо після вимкнення тиристора не подавати імпульси на його вмикання, то струм навантаження знижується до нуля. Коли енергію магнітного поля індуктивності L вичерпано на навантаження Z_{H} , стається його повне вимкнення. Їхні переваги аналогічні безконтактним вимикачам змінного струму (рис. 17.26 і рис. 17.27).

17.7.3. Імпульсний перетворювач постійного струму, що підвищує напругу

Вище був розглянутий принцип побудови ПП, що знижують напругу навантаження відносно напруги джерела.

На відміну від них, схема ПП, що підвищує напругу (рис. 17.29, а), має елемент, який накопичує енергію при підключенні до джерела, а потім

віддає її у навантаження. У даному випадку це дросель Dp , що з'єднаний послідовно з джерелом і має індуктивність L . Для згладжування пульсацій напруги на навантаженні R_{H} паралельно йому підключено конденсатор C . Схема також містить керований ключ – транзистор VT (або тиристор, що вимикається) і діод VD . Напруга керування $u_{\text{КЕР}}$ задає тривалість замкненого стану ключа $t_{\text{ВМК}}$ при періоді перемикання T .

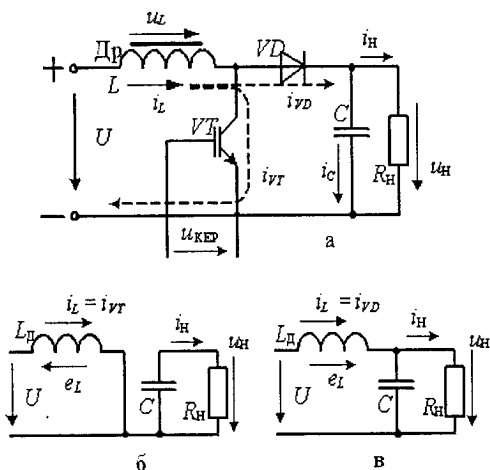


Рис. 17.29. Підвищувальний ПП: а) принципова схема; б), в) стани кола, коли транзистор замкнений, вимкнений

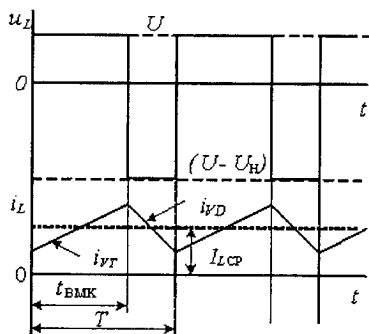


Рис. 17.30. Діаграми напруги та струму ІП

$u_L = U$ і струм $i_L = i_{VT}$ (рис. 17.30) зростає за лінійним законом ($di_L/dt = U/L$) – енергія накопичується у магнітному полі. Діод VD при цьому вимкнутий зворотною для нього напругою U_H з боку навантаження. Навантаження відключено від джерела.

На другому інтервалі (рис. 17.29, в) $t_{\text{ВИМК}} = (T - t_{\text{ВМК}})$ транзистор вимкнутий, під дією e_L діод вмикається і з'єднує джерело з навантаженням. Струм $i_L = i_{VD}$ поступово зменшується – накопичена у дроселі енергія передається у коло навантаження. Напруга на дроселі визначається різницею між напругою джерела U і U_H на навантаженні.

Виходячи з того, що середнє значення напруги на дроселі за період T дорівнює 0 ($U_{LCP} = \frac{1}{T} \int_0^T u_L \cdot dt = 0$) отримуємо:

$$(U \cdot t_{\text{ВМК}} + (U - U_H) \cdot t_{\text{ВИМК}}) / T = 0 \text{ або } U \cdot \gamma + (U - U_H)(1 - \gamma) = 0,$$

де: $\gamma = t_{\text{ВМК}} / T$ – коефіцієнт заповнення імпульсів.

Таким чином напруга на навантаженні:

$$U = U_H / (1 - \gamma). \quad (17.8)$$

Якщо нехтувати витратами енергії у схемі перетворювача, то потужність джерела $P_{ДЖ}$ дорівнює потужності, що віддається в навантаження P_H . Тобто $U \cdot I_{LCP} = U_H \cdot I_{HCP}$ або згідно (17.7) $U/U_H = I_{HCP}/I_{LCP} = (1 - \gamma)$, де: I_{LCP} , $I_{HCP} = U_H/R_H$ – середні значення струмів джерела і навантаження. Звідси:

$$I_{LCP} = I_{HCP} / (1 - \gamma). \quad (17.9)$$

Розглянемо роботу ІП з використанням методу широтно-імпульсної модуляції (ШИМ). Виходячи з того, що ємність конденсатора достатньо велика, вважаємо вихідну напругу ідеально згладженою – $u_H(t) = U_H$.

Період T роботи ІП складається з двох інтервалів.

На першому тривалістю $t_{\text{ВМК}}$ VT відкритий (рис. 17.29, б) (R_D – зневажаємо). Дросель підключається до джерела, напруга на ньому

Згідно (17.7) вихідна напруга ідеального перетворювача (без витрат енергії у колі) може змінюватися від U при $\gamma = 0$ (транзистор вимкнений) до ∞ при $\gamma = 1$. В реальній схемі внаслідок витрат енергії у елементах кола максимальне значення напруги обмежено. Підвищення вихідної напруги, природно, здійснюється за рахунок відповідного збільшення струму, споживаного від джерела (17.8).

17.8. Автономні інвертори

Інвертування — це процес перетворення постійного струму у змінний. Пристрої, що реалізують цей процес, названо інверторами. Інвертори бувають залежні (ведені мережею) і автономні. Якщо інвертор передає енергію з мережі постійного струму до мережі змінного, частота і напруга в якій вже задані роботою інших генераторів, то його названо залежним, що розглянуто вище.

Інвертори, що працюють на навантаження без інших генераторів, названо автономними.

В них струм комутується спеціальним пристроєм, частота вихідного струму (напруги) визначається частотою імпульсів керування.

У залежності від режиму роботи джерела постійного струму (генератор струму або напруги) розрізняють інвертори струму або напруги. Для інверторів струму характерно, що вони формують на виході струм ($i_{\text{вих}}$), а форма і фаза напруги $u_{\text{вих}}$ залежать від параметрів навантаження. В інверторах напруги – навпаки.

Однофазна мостова схема автономного інвертора струму (АІС) наведена на рис. 17.31, а.

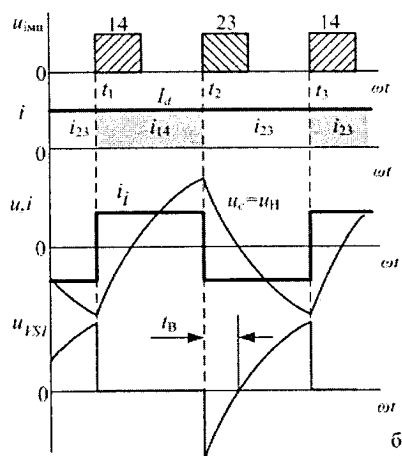
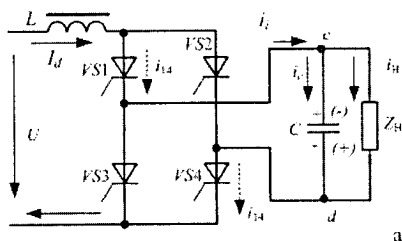


Рис. 17.31. Однофазний автономний інвертор струму:
а) схема принципова;
б) діаграми роботи

Джерело – батарея або випрямляч з напругою U працює в режимі джерела струму, для чого у вхідне коло введено згладжувальний дросель L з великою індуктивністю, що підтримує значення струму джерела I_d незмінним (рис. 17.29, б). Умовно позитивна напівхвиля вихідного струму інвертору $i_i = i_{i4}$ формується відкриттям тиристорів $VS1$ і $VS4$ (інтервал $t_1 - t_2$ на рис. 17.31, б). При цьому конденсатор C заряджається від джерела з полярністю, що вказана на рис. 17.31, б без дужок.

Напруга на конденсаторі u_C , що є напругою на навантаженні Z_H , зростає, як показано на рис. 17.31, б. При подаванні у момент часу t_2 імпульсів керування на тиристори $VS2$ і $VS3$ вони відкриваються і з боку конденсатора C до тиристорів $VS1$ і $VS4$ прикладається зворотна напруга. Це викликає їхнє вимкнення. За відсутності в контурі комутації індуктивності (контури $VS2-C-VS1$ та $VS3-C-VS4$) комутація струму з тиристорів $VS1$ і $VS4$ на тиристори $VS2$ і $VS3$ здійснюється практично миттєво. При цьому формується негативний напівперіод вихідного струму $i_i = i_{i3}$. Конденсатор перезаряджається за кривою u_C (кінцева полярність вказана у дужках), готуючись до наступної комутації. В момент t_3 відкриваються тиристори $VS1$, $VS4$ і процеси повторюються. Таким чином, тиристорний міст по чергово перемикає постійний струм джерела, спрямовуючи його крізь навантаження то в один бік, то в інший, тобто перетворює його в змінний, але несинусоїдний (прямокутної) форми. Змінюючи частоту подавання імпульсів керування на тиристори інвертора, можна регулювати частоту вихідного струму, тобто частота визначається лише параметрами самого інвертора.

Комутація тиристорів інвертора також, як і у розглянутих вище схемах, забезпечується подаванням зворотної напруги. Це витікає з принципу роботи тиристора. Відміна в тому, що для цього використовується передчасно заряджений конденсатор. *Таку комутацію названо штучною, а конденсатор комутувальним.* Для стійкої комутації тиристорів тривалість інтервалу t_B (час розряду конденсатора, що визначається його ємністю), коли до тиристора прикладена зворотна напруга (u_{VS1} на рис. 17.31, б), повинна бути достатньою для відновлення його запиральних властивостей. Слід відзначити, що вихідний струм інвертора i_i випереджає напругу u_H (рис. 17.31, б), тобто характер

вихідного кола АІС активно-ємнісний. При активно-індуктивному навантаженні ємність C конденсатора, що комутує, повинна бути достатньою також для компенсації реактивної потужності навантаження ($Q_C > Q_{LH}$).

Автономний інвертор напруги (АІН) формує в навантаженні напругу, а форма струму визначається параметрами навантаження. В схемі АІН використовуються лише повністю керовані ключі: транзистори (рис. 17.32) або тиристори, що вмикаються за колом керування. Тиристори, що не вмикаються, за колом керування використовуються в комбінації з вузлами примусової комутації, що використовують в якості джерела зворотної напруги попередньо заряджений конденсатор.

Особливості АІН:

1. Джерело постійного струму працює в режимі генератора напруги. Для цього паралельно до входу АІН вмикається конденсатор C_0 достатньо великої ємності, для надавання властивостей джерела напруги (напруга на вході АІН незмінна).

2. Схема вентильного комутатора повинна мати двобічну провідність, що і забезпечує обмін енергією між активно-індуктивним навантаженням і джерелом (конденсатором на вході, якщо використовується випрямляч).

Примітка: для передавання в мережу реактивної енергії (*i* активної) можна використовувати ведений мережею інвертор.

Однофазний мостовий АІН. Схема (рис. 17.32) поряд з мостом на транзисторах $VT1-VT4$ містить також зворотній міст на діодах $VD1-VD4$, на який здійснюється перемикання струму навантаження на інтервалах, коли напруга і струм навантаження мають протилежний напрямок (при активно-індуктивному навантаженні струм запізнюється від напруги на кут ϕ).

З відкриттям транзисторів $VT1$ і $VT4$ полярність напруги на навантаженні позитивна, струм $i_H = i_{VT}$ повільно зростає, що

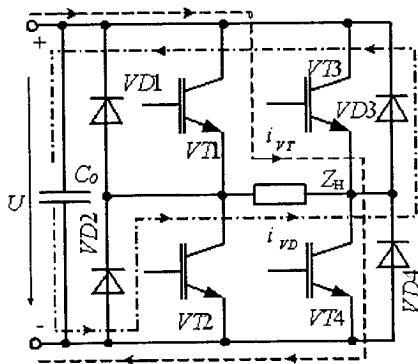


Рис. 17.32. Однофазна мостова схема АІН на IGBT транзисторах

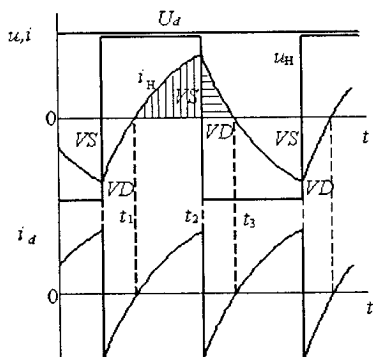


Рис. 17.33. Діаграми роботи однофазного автономного інвертора напруги

обумовлено індуктивністю навантаження (рис. 17.33). При цьому енергія передається у навантаження, а також накопичується у магнітному полі. У момент t_2 імпульси керування з транзисторів $VT1$, $VT4$ знімаються і потім з деякою затримкою, достатньою для запирання $VT1$, $VT4$ (щоб виключити короткі перемикання джерела при одночасному вмиканні $VT1$, $VT2$ і $VT3$, $VT4$), подаються на $VT2$, $VT3$. Із закриванням транзисторів $VT1$ і $VT4$ струм навантаження продовжує протікати у тому ж напрямку за рахунок дії ЕРС самоіндукції e_L у навантаженні (енергії, що була накопичена у магнітному полі). При цьому відкриваються зворотні діоди $VD2$ і $VD3$ (транзистори $VT2$, $VT3$ закриті до моменту t_3) і струм, що споживається від джерела, змінює напрямок на протилежний. Полярність u_H змінюється на негативну. Струм $i_H = i_{VD}$ повільно зменшується до нуля.

Після переходу струму навантаження через нуль відкривається наступна пара транзисторів $VT2$ і $VT3$, напрямок струму навантаження i_H змінюється на зворотній. При цьому струм i_d на вході АІН змінний і пульсує. На інтервалах, де тиристри відкриті (активна потужність споживається від джерела), струм позитивний. Із відкриванням зворотних діодів напрямок струму i_d змінюється на протилежний тому, що накопичена у навантаженні енергія повертається до джерела. Як правило, джерело виконано на діодах або тиристорах і має однобічну провідність, тому енергія йде на заряджання конденсатора. Середнє значення струму I_d , що споживається АІН від джерела, позитивне і при цьому споживана потужність $P_d = U_d \cdot I_d > 0$.

Регулювання вихідної напруги АІН можливо двома методами:

а) змінюючи значення постійної напруги на вході — амплітудне регулювання, для чого можна використати керований випрямляч;

в) при постійній напрузі на вході – методом широтно-імпульсної модуляції (ШІМ – див. п.17.7.2). При цьому транзистори схеми, що формують позитивну і негативну напівхвилі вихідної напруги, перемикаються з досить високою частотою – частотою модуляції f_M (1...20 кГц).

Звичайно використовується синусоїдна ШІМ, коли середнє значення вихідної напруги на періоді модуляції ($T_M = 1/f_M$) формується за синусоїдним законом. Це дозволяє отримати у навантаженні синусоїдну форму струму.

Розглянемо, як це здійснюється відносно схеми на рис. 17.32. Вище показано (рис. 17.33), що при перемиканні відповідної пари транзисторів ($VT1, VT4$ і $VT2, VT3$) або однойменних діодів (в залежності від напрямку струму) вихідна напруга приймає два значення: $+U$ або $-U$. При використанні ШІМ на кожному з періодів T_M час вмикання $VT1, VT4$ становить t_i , а час вмикання $VT2, VT3$ відповідно ($T_M - t_i$). Середнє за період T_M значення вихідної напруги становить (рис. 17.34):

$$\begin{aligned} U_{\text{ср}} &= \frac{1}{T_M} \int_0^{T_M} u_{\text{вих}} \cdot dt = \frac{1}{T_M} [t_i \cdot U - U(T_M - t_i)] = \\ &= U \cdot \gamma - U + U \cdot \gamma = U(2 \cdot \gamma - 1). \end{aligned}$$

де: $\gamma = t_i / T_M$ – коефіцієнт заповнення імпульсу. Діаграми вихідної напруги при різних значеннях γ (0.5; 0.625; 0.75) і відповідні значення $U_{\text{ср}}$ показані на рис. 17.34 (фігура, що відповідає кривій змінювання $U_{\text{ср}}$ заштрихована)

Якщо значення γ змінюється за синусоїдним законом $\gamma = 0,5(1 + \mu \cdot \sin \omega t)$, то:

$$U_{\text{ср}}(t) = U \cdot \mu \cdot \sin \omega t,$$

де μ – коефіцієнт модуляції, що змінюється від 0 до 1 і визначає значення вихідної напруги відносно напруги джерела U .

Діаграми вихідної напруги та струму однофазного АІН при синусоїдній ШІМ приведені на рис. 17.35, а. Принцип реалізації

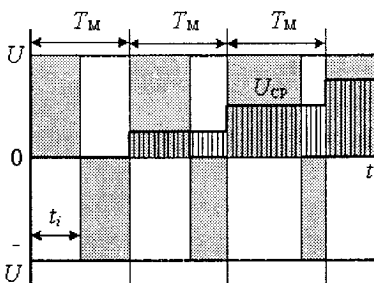


Рис. 17.34. Принцип формування напруги АІН методом ШІМ

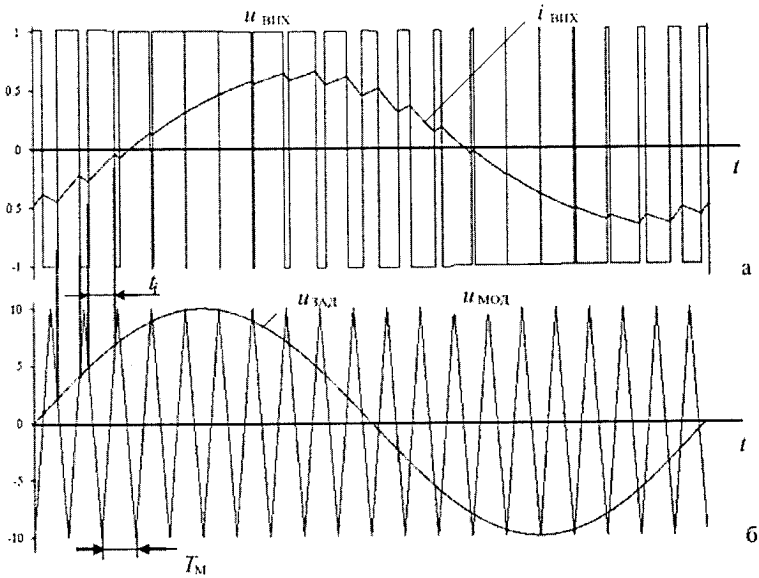


Рис. 17.35. Вихідні напруга і струм однофазного АІН – а;
діаграми пояснення принципу реалізації ШІМ – б

синусоїдної ШІМ при $\mu = 1$ пояснюють діаграми на рис. 17.35, б. При цьому звичайно використовують принцип “вертикального керування”, коли рівень заданої напруги $u_{\text{ЗАД}}$ перетворюється в пропорційну йому тривалість імпульсів t_i . Перетворення досягається порівнянням за рівнем двох напруг: заданої $u_{\text{ЗАД}}$ і модулюючої $u_{\text{МОД}}$, що змінюється за лінійним (трикутним) законом і має частоту f_M . Якщо $u_{\text{ЗАД}} > u_{\text{МОД}}$ – формується імпульс на вмикання транзисторів $VT1, VT4$, що формують напругу позитивної полярності U , у протилежному випадку – імпульс на вмикання $VT2, VT3$, що формують напругу негативної полярності ($-U$). Слід відзначити, що на інтервалах часу, де напрямок струму навантаження $i_{\text{ВИХ}}$ протилежний напрузі $u_{\text{ВИХ}}$, вмикаються однойменні діоди. Регулювання вихідної напруги ($\mu < 1$) досягається зменшенням амплітуди синусоїди $u_{\text{ЗАД}}$.

При використанні трифазної мостової схеми отримують відповідно трифазний автономний інвертор. При цьому імпульси на транзистори в фазах формуються згідно напругам $u_{\text{ЗАД}}$, що зсунені на $1/3$ періоду вихідної частоти.

17.9. Перетворювачі частоти

Ці пристрої забезпечують перетворення змінного струму (напруги) однієї частоти у змінний струм іншої частоти. Розрізняють перетворювачі частоти:

- з проміжною ланкою постійного струму;
- з безпосереднім зв'язком (циклоконвертори).

Структурна схема перетворювача з проміжною ланкою постійного струму наведена на рис. 17.36. Змінна напруга мережі живлення U_1 з частотою f_1 випрямляється за допомогою керованого випрямляча КВ, що має систему керування СКВ, згладжується LC – фільтром Φ і надходить на автономний інвертор АІ з системою керування СКІ. На виході інвертора отримують змінну напругу U_2 частотою f_2 . Функції регулювання частоти f_2 здійснює інвертор (про що йшлося вище), а напруги U_0 – випрямляч, що регулює напругу, яка надходить на АІ. Якщо використовують принцип широтно-імпульсної модуляції (ШІМ), тоді обидві функції виконує інвертор, а випрямляч виконують некерованим.

Такі перетворювачі дозволяють регулювати вихідну частоту f_2 за допомогою системи керування інвертора СКІ в широкому діапазоні як вище, так і нижче за частоту мережі живлення f_1 . Переважна область використання – електроприводи змінного струму.

У перетворювачах частоти з безпосереднім зв'язком (рис. 17.37) крива вихідної напруги змінюваної частоти f_2 формується з ділянок напруги мережі живлення, котра за допомогою тиристорів безпосередньо зв'язана з навантаженням. Принцип дії перетворювачів аналогічний реверсивному тиристорному перетворювачу. Для формування позитивного напівперіода вихідної частоти (рис. 17.37, а) керують тиристорним перетворювачем ТП1 (катодна група вентилів $VS1, VS2, VS3$). При цьому струм крізь навантаження i_H надходить у напрямку, показаному суцільною стрілкою. Перетворювач ТП2 при цьому вимкнутий.

Для формування негативного напівперіода керують ТП2 (анодна група

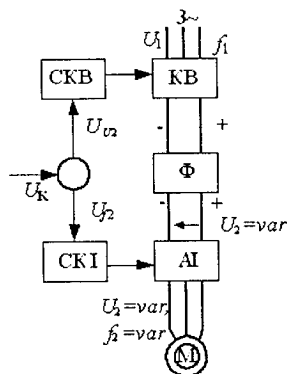


Рис. 17.36. Структурна схема перетворювача з проміжною ланкою постійного струму

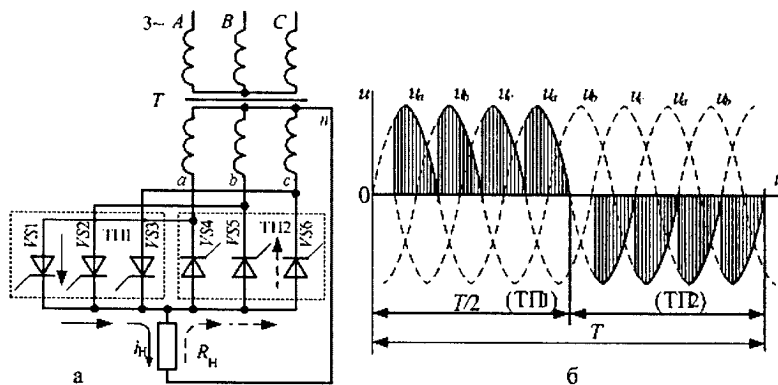


Рис. 17.37. Тиристорний перетворювач частоти з безпосереднім зв'язком:
а) схема принципова; б) діаграми вихідної напруги

вентилів VS4, VS5, VS6). Струм крізь навантаження надходить у зворотному напрямку (перервна стрілка), ТП1 при цьому вимкнений. Переваги цього перетворювача — природна комутація тиристорів (тобто не потрібні конденсатори для комутації) і більш високий ККД тому, що має місце одноразове перетворення енергії (із змінного струму одразу в змінний, на відміну від рис. 17.36, де має місце дворазове перетворення: спочатку в постійний, а потім знов у змінний).

Частота в такому перетворювачі регулюється часом роботи кожної групи (який становить напівперіод вихідної напруги). Значення вихідної напруги регулюється змінюванням кутів α відкриття тиристорів у кожній групі (рис. 17.37, б). Доцільний діапазон змінювання частот від 0 до 30 Гц (що менший, ніж у перетворювачів з ланкою постійного струму). Окрім того, зі зниженням напруги на виході цих перетворювачів зменшується їхній коефіцієнт потужності. Область використання — частотний електропривод потужних тихохідних асинхронних і синхронних електродвигунів.

17.10. Тлумачення про принципи побудови систем керування тиристорними перетворювачами

Вище було показано, що керування тиристорними перетворювачами здійснюється системою імпульсно-фазового керування (СІФК), при цьому вона повинна забезпечити наступне:

1. імпульси, що формуються СІФК, повинні мати амплітуду і тривалість, що достатні для надійного відкриття тиристорів;

2. імпульси повинні подаватись у заданий напівперіод напруги живлення, для чого СІФК повинна отримувати інформацію про його фазу, тобто повинна бути синхронізована з мережею;

3. кут відкриття α для кожного тиристора повинен змінюватись у залежності від сигналу керування u_K на вході СІФК, значення якого задано власноруч (оператором) або системою автоматичного керування (САК);

4. забороняти подавання імпульсів, якщо це необхідно за умовами роботи (наприклад, одного перетворювача при роботі іншого в схемі роздільного керування – рис. 17.37).

Структура системи і часові діаграми, що ілюструють її роботу, наведені на рис. 17.38 і рис. 17.39. Вона реалізує принцип “вертикального” керування.

Напругу живлення мережі u_2 подає на **формувач сигналів синхронізації ФСС**. З кожним проходженням u_2 через нуль (рис. 17.39) формується імпульс синхронізуючого сигналу $u_{СС}$, що здійснює **запуск генератора пилкоподібної напруги ГПН** (див.п.18.6). При цьому на виході ГПН формується пилкоподібна напруга $u_{ПНЛ}$, що кожен напівперіод напруги u_2 змінюється від нуля до максимуму. Система автоматичного керування САК (або оператор власноруч) вводить в СІФК деякий сигнал керування u_K . Цей сигнал у пристрої порівняння ПП порівнюється з напругою

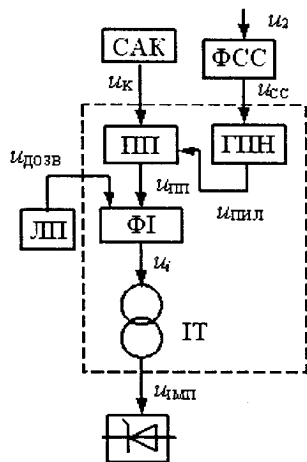


Рис. 17.38. Структурна схема системи керування ТП

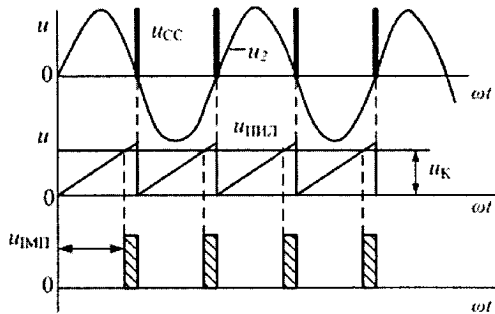


Рис. 17.39. Діаграми роботи системи керування

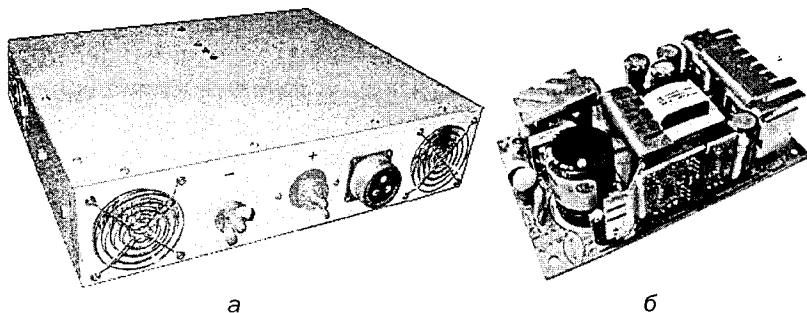


Рис. 17.40. Приклади вторинних джерел постійного струму

$u_{\text{ПІЛ}}$. В момент часу, коли $u_{\text{ПІЛ}}$, що лінійно зростає, порівнюється з $u_{\text{К}}$, на виході ПП з'являється імпульс $u_{\text{ПП}}$, що запускає формувач імпульсів ФІ. Вихідний сигнал ФІ u_i крізь імпульсний трансформатор ІТ надходить на керуючий електрод тиристора VS ($u_{\text{ІМП}}$). Імпульсний трансформатор ІТ забезпечує ізоляцію низьковольтних кіл системи керування від силових кіл випрямляча, що мають більш високу напругу.

Те, на який кут α зсунутий початок імпульсу $u_{\text{ІМП}}$, залежить від моменту співпадіння $u_{\text{К}}$ і $u_{\text{ПІЛ}}$. Із змінюванням напруги $u_{\text{К}}$ від 0 до $U_{\text{ПІЛМАХ}}$ рівень прямої $u_{\text{К}}$ зміщується за вертикаллю (звідки назва принципу), що викликає змінювання α від 0 до π .

На вхід формувача імпульсів ФІ впливає також логічний пристрій ЛП, що утворює сигнал дозволу $u_{\text{ДОЗВ}}$. Логічний пристрій виконує аналіз режиму роботи системи і при необхідності знімає сигнал з виходу ФІ. При цьому імпульси керування на тиристор не надходять.

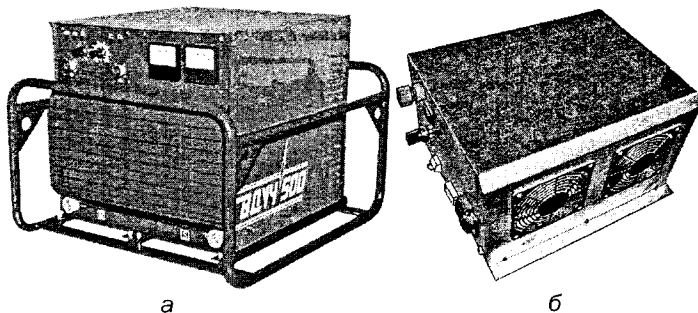


Рис. 17.41. Зразки інверторної перетворювальної техніки

Всі елементи цієї системи будуються на основі розглянутих нижче електронних пристроїв. Так, ФСС і ПП побудовані на основі компараторів, ГПН — на основі операційних підсилювачів, ЛП — логічних елементів, ФІ — потужний транзистор у ключовому режимі. В останній час широко використовують цифрові СІФК.

На завершення подамо деякі приклади перетворювальної техніки.

На рис. 17.40 подано приклади серійних вторинних джерел постійного струму, які можуть формуватися як на базі керованих так і некерованих випрямлячів: а) пристрій для зарядки акумуляторних батарей; б) мережне джерело вторинного електроживлення потужності 65 Вт серії NLP65, яка призначена для використання у комунікаційних застосуваннях, потребуючих автономного живлення та критичних за габаритами, таких як концентратори, маршрутизатори, торговельні термінали, сервери та кабельні модеми.

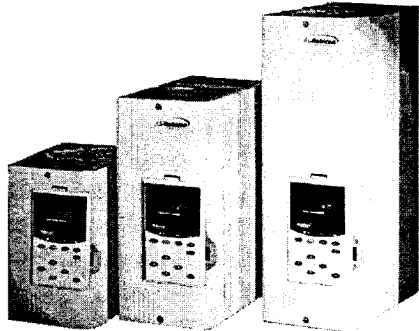


Рис.17.42. Перетворювачі частоти на основі IGBT транзисторів

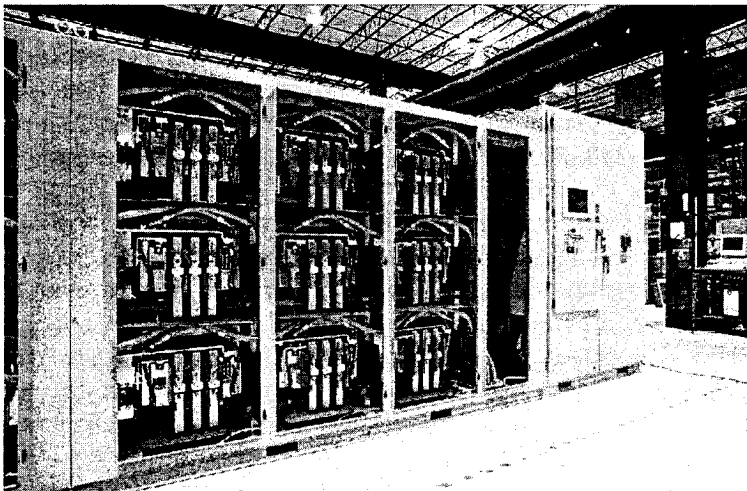


Рис.17.43. Інтегрований привод змінної частоти середньої напруги

На рис. 17.41 подано приклади інверторної перетворювальної техніки: а) інверторний випрямляч струму для електрозварки типу ВДУЧ 500; б) інвертор для перетворення постійної напруги акумуляторів у змінну однофазну з параметрами 220 В/50 Гц для живлення побутових приладів.

На рис. 17.42 подані представники лінійки перетворювачів частоти на основі IGBT транзисторів для керування трифазними асинхронними двигунами напругою 380 В на потужності від 0,75 до 90 кВт. Звичайно, що сучасна перетворювальна техніка забезпечує частотне керування електричними машинами й інших напруг та потужностей. Приміром, на рис. 17.43 поданий інтегрований привод змінної частоти середньої напруги з багаторівневою ШІМ. Приводи такого типу забезпечують керування трифазними асинхронними двигунами з короткозамкненим і фазним роторами та синхронних двигунів на напруги від 2300 до 13800 В та потужності від 300 до 23000 кВт.

Запитання для самоконтролю

1. Назвіть основні параметри, що характеризують роботу некеруваного випрямляча.
2. Які випрямні схеми Вам відомі? Які з них використовують без трансформатора?
3. Сформулюйте основні умови обирання випрямного діода і тиристора у випрямлячах?
4. В чому полягає призначення згладжувального фільтра? Які елементи в них використовуються, як вмикаються?
5. Які типи стабілізаторів Вам відомі? Для чого вони використовуються?
6. За рахунок чого забезпечується регулювання вихідної напруги керуваного випрямляча?
7. В чому полягає різниця між випрямним й інверторним режимами роботи керуваного випрямляча?
8. Що таке автономний інвертор? Чим відрізняється від інвертора, веденого мережею?
9. Які типи тиристорних перетворювачів частоти Вам відомі? Які принципи використовуються в них?
10. В чому полягає принцип “вертикального керування”, який використовується в СІФК?

18. ЕЛЕКТРОННІ ПІДСИЛЮВАЧІ ТА ГЕНЕРАТОРИ

18.1. Призначення й основні параметри підсилювачів

При розв'язанні багатьох інженерних задач, наприклад при вимірюванні електричних або неелектричних величин, прийомі радіосигналів, контролі та автоматизації технологічних процесів, виникає необхідність у підсиленні електричних сигналів до необхідного рівня. З цією метою використовують електронні підсилювачі. У сучасних підсилювачах звичайно використовують біполярні і польові транзистори, а в останній час — інтегральні мікросхеми.

Найпростішим підсилювачем є підсилювальний каскад (рис. 18.1), що містить в собі керований елемент KE з опором, що керується (біполярний або польовий транзистор), резистор R і джерело постійного струму з ЕРС E (на рис. 18.1 джерело не показано), що підключено до виводів $+E$ і спільної точки (СТ). Підсилювач має входне коло, до якого підведена входна напруга $u_{ВХ}$ від джерела ЕРС $e_{ВХ}$ (сигнал, що підсилюється), та вихідне коло для підключення навантаження, на якому виділяється підсилений вихідний сигнал $u_{ВИХ}$. При цьому є входний $i_{ВХ}$ і вихідний $i_{ВИХ}$ струми підсилювача.

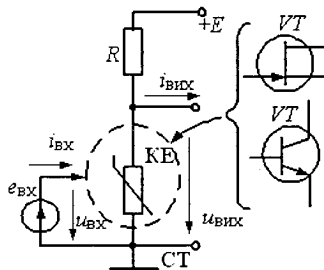


Рис. 18.1. Структура підсилювального каскаду

Процес підсилення досягається за рахунок змінювання опору KE (див. п.16.5.1), а відповідно і струму, що споживається від джерела E під впливом входної напруги (струму). Вихідна напруга знімається з KE , якщо навантаження R_H підключено паралельно до нього, або у вигляді падіння напруги на резисторі R , якщо він використовується в ролі навантаження.

Таким чином, процес підсилювання зведено до регулювання енергії, що надходить від потужного джерела постійної ЕРС E у коло навантаження за рахунок змінювання опору KE за законом, що задано входним сигналом.

Основні параметри, що характеризують підсилювач (визначені через діючі значення напруги та струму):

— коефіцієнт підсилення за напругою:

$$K_U = U_{\text{ВИХ}}/U_{\text{ВХ}};$$

— коефіцієнт підсилення струму:

$$K_I = I_{\text{ВИХ}}/I_{\text{ВХ}};$$

— коефіцієнт підсилення потужності:

$$K_P = P_{\text{ВИХ}}/P_{\text{ВХ}} = K_U \cdot K_I;$$

— номінальна потужність:

$$P_{\text{ВИХ НОМ}} = U_{\text{ВИХ НОМ}} I_{\text{ВИХ НОМ}}.$$

Коефіцієнт підсилення часто визначають в логарифмічних одиницях — децибелах (Дб) (табл. 18.1): $G = 20 \cdot \lg K$.

Таблиця 18.1— Коефіцієнт підсилення у відносних одиницях і децибелах

K	0.5	$1/\sqrt{2}$	1	$\sqrt{2}$	2	10	100	1000
G , Дб	-6	-3	0	3	6	20	40	60

Еквівалентна схема підсилювача подана на рис. 18.2, де: $e_{\text{ВХ}}$ та Z_0 — ЕРС і внутрішній опір джерела вхідного сигналу, $Z_{\text{Н}}$ — опір навантаження. Підсилювач можна характеризувати вхідним опором:

$$Z_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ}}/I_{\text{ВХ}},$$

а також вихідним опором $Z_{\text{ВИХ}}$ і вихідною ЕРС $e_{\text{ВИХ}}$, значення якої залежить від величини вхідного сигналу. Опори Z_0 та $Z_{\text{ВИХ}}$ характеризують втрати у колах і є шкідливими. За призначенням розрізняють підсилювачі напруги, струму та потужності, параметри яких $R_{\text{ВХ}}$, $R_{\text{ВИХ}}$, $R_{\text{Н}}$ (реактивними складовими $Z_{\text{ВХ}}$, $Z_{\text{ВИХ}}$ і $Z_{\text{Н}}$ звичайно можна нехтувати) обираються за умов отримання відповід-

но максимального значення напруги, струму або потужності (для вхідних і вихідних кіл).

Підсилювач напруги працює в режимі, близькому до холостого ходу з $R_{\text{ВХ}} \gg R_0$; $R_{\text{ВИХ}} \ll R_{\text{Н}}$ (якщо вхідний струм малий, то вхідний опір великий);

— **підсилювач струму** — вхідне коло працює в режимі, близькому до короткого замикання при $R_{\text{ВХ}} \ll R_0$; $R_{\text{ВИХ}} \ll R_{\text{Н}}$;

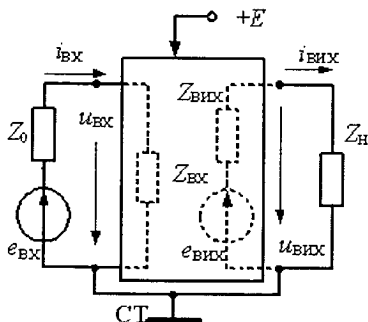


Рис. 18.2. Еквівалентна схема підсилювача

— підсилювач потужності — в узгодженому режимі при $R_{ВХ} \approx R_0$; $R_{ВІХ} \approx R_H$.

Можливості підсилення сигналів різних частот подає частотна характеристика — залежність коефіцієнта підсилення K від частоти f сигналу, що підсилюється (рис. 18.3). Основним показником її є смуга пропускання Δf — діапазон частот, для якого $K \geq 0,707 \cdot K_{MAX}$.

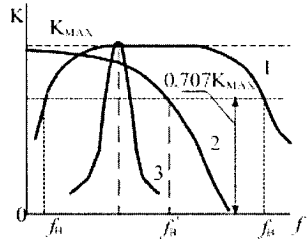


Рис. 18.3. Частотні характеристики підсилювача

За цим показником розрізняють:

— підсилювачі змінного струму (крива 1), для яких смуга пропускання $\Delta f = f_B - f_H$ достатньо широка, де f_B і f_H — верхня та нижня можливі частоти підсилення (див. п. 18.3);

— підсилювачі постійного струму (крива 2), здатні підсилювати сигнали в смузі частот від $f_H = 0$ до f'_B (див. п. 18.4);

— вибіркові підсилювачі (крива 3) мають вузьку смугу пропускання (див. п. 18.5).

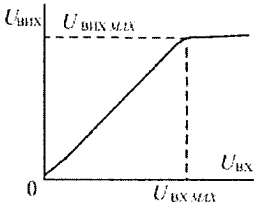


Рис. 18.4. Амплітудна характеристика підсилювача

Амплітудна характеристика (рис. 18.4) — залежність вихідної напруги $U_{ВІХ}$ від напруги на вході $U_{ВХ}$. Її вигляд визначається перехідною характеристикою транзистора (див. п. 16.5.1). Амплітудна характеристика має лінійну ділянку, в межах якої $U_{ВІХ} = K \cdot U_{ВХ}$. Амплітудна характеристика обмежена зверху, тому що розмах $U_{ВІХ}$ не може перевищувати ЕРС джерела живлення підсилювача E .

18.2. Зворотні зв'язки в підсилювачах

Зворотнім зв'язком (ЗЗ) названо передавання частини енергії вихідного сигналу на вхід підсилювача. На рис. 18.5 підсилювач П з коефіцієнтом підсилення $K = U_{ВІХ}/U_X$ охоплений ЗЗ за напругою з коефіцієнтом передавання β , при цьому $U_{ЗЗ} = \beta \cdot U_{ВІХ}$. Якщо напруга $U_{ЗЗ}$ пропорційна струму навантаження, то має місце ЗЗ за струмом. За способом підключення до входу підсилювача

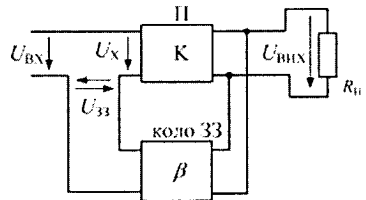


Рис. 18.5. Структурна схема підсилювача з послідовним зворотним зв'язком

розрізняють: послідовний ЗЗ (рис. 18.5) і паралельний ЗЗ. При вхідному сигналі $U_{ВХ}$, що підлягає підсиленню, у залежності від полярності $U_{ЗЗ}$ напруга на вході підсилювача:

$$U_X = U_{ВХ} \pm U_{ЗЗ} = U_{ВХ} \pm \beta \cdot U_{ВИХ}. \quad (18.1)$$

ЗЗ є негативним, коли напруга надходить на вхід підсилювача у протифазі з вхідним сигналом $U_{ВХ}$ (знак мінус в (18.1)). ЗЗ позитивний, якщо $U_{ЗЗ}$ має таку ж фазу, що і $U_{ВХ}$ (знак плюс в (18.1)). Напруга на виході підсилювача:

$$U_{ВИХ} = K \cdot U_X = K \cdot (U_{ВХ} \pm \beta \cdot U_{ВИХ}). \quad (18.2)$$

Таким чином коефіцієнт підсилення підсилювача, що охоплений ЗЗ:

$$K_{ЗЗ} = U_{ВИХ}/U_{ВХ} = K/(1 \pm \beta \cdot K). \quad (18.3)$$

У випадку негативного ЗЗ коефіцієнт підсилення зменшується (знак плюс у (18.3)), у випадку позитивного — збільшується. Вхідний струм підсилювача:

$$I_{ВХ} = U_X/Z_{ВХ},$$

де $Z_{ВХ}$ — його вхідний опір. Якщо замість U_X поставити значення, що визначене у (18.1), можна знайти співвідношення $U_{ВХ}/I_{ВХ} = Z_{ВХ.ЗЗ}$, тобто вхідний опір підсилювача, що охоплений зворотнім зв'язком. З цього витікає, що:

$$Z_{ВХ.ЗЗ} = Z_{ВХ} \cdot (1 \pm \beta \cdot K) \quad (18.4)$$

Вихідний опір підсилювача, що охоплений зворотнім зв'язком:

$$Z_{ВИХ.ЗЗ} = Z_{ВИХ}/(1 \pm K \cdot \beta), \quad (18.5)$$

де $Z_{ВИХ}$ — вихідний опір підсилювача, коли зворотній зв'язок відсутній. У (18.4) та (18.5) знаки “-” — для позитивного ЗЗ, “+” — для негативного ЗЗ.

Приклад 18.1. Підсилювач (рис. 18.5) має наступні параметри: $K = 100$; $R_{ВХ} = 1000$ Ом; $R_{ВИХ} = 2000$ Ом. Визначити його параметри, якщо використовуються позитивний і негативний ЗЗ з коефіцієнтом $\beta = 0,008$.

Розв'язання. Для випадку позитивного ЗЗ:

$$K_{ЗЗ} = U_{ВИХ}/U_{ВХ} = K/(1 - \beta \cdot K) = 100/(1 - 0,008 \cdot 100) = 500;$$

$$R_{ВХ.ЗЗ} = R_{ВХ} \cdot (1 - \beta \cdot K) = 1000 (1 - 0,008 \cdot 100) = 200 \text{ Ом};$$

$$R_{ВИХ.ЗЗ} = R_{ВИХ}/(1 - \beta \cdot K) = 2000/(1 - 0,008 \cdot 100) = 10000 \text{ Ом}.$$

Для негативного зворотного зв'язку:

$$K_{33} = U_{\text{ВИХ}}/U_{\text{ВХ}} = K/(1 + \beta \cdot K) = 100/(1 + 0,008 \cdot 100) = 55,6;$$

$$R_{\text{ВХ},33} = R_{\text{ВХ}} \cdot (1 + \beta \cdot K) = 1000(1 + 0,008 \cdot 100) = 1800 \text{ Ом};$$

$$R_{\text{ВИХ},33} = R_{\text{ВИХ}}/(1 + \beta \cdot K) = 2000/(1 + 0,008 \cdot 100) = 1111 \text{ Ом}.$$

33 дозволяє впливати на основні експлуатаційні параметри підсилювача. Він збільшує або зменшує, в залежності від необхідності, коефіцієнт підсилення, вхідний і вихідний опори, стабілізує роботу схеми. За допомогою 33 створюються автогенератори електричних сигналів (див. п. 18.6).

18.3. Підсилювачі змінного струму

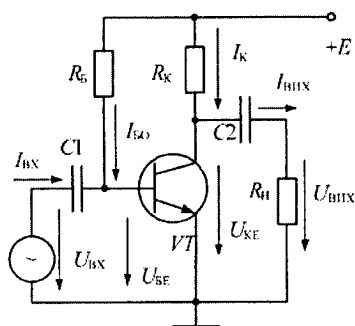


Рис. 18.6. Підсилювач змінного струму на біполярному транзисторі

Призначені для підсилення сигналів, що швидко змінюються (частотою більше 20...30 Гц). Якщо у підсилювачі використовується лише одна ланка підсилювання (рис. 18.6), його названо **однокаскадним**. У багатокаскадних підсилювачах використовується ряд підсилювальних ланок так, що сигнал з виходу попередньої надходить на вхід наступної. Каскади — за схемою з спільним емітером (спільним витоком), названо **підсилювальними**, з спільним колектором (спільним стоком) — **повторювачами напруги**, з спільною базою (спільним затвором) — **повторювачами струму**.

Підсилювальний каскад з спільним емітером (рис. 18.6) містить: транзистор VT з опором колекторного навантаження R_K ; резистор R_B для завдання струму бази в режимі спокою; роз'єднувальні конденсатори $C1, C2$, що запобігають протіканню постійного струму від джерела живлення E відповідно в коло джерела вхідної напруги і коло навантаження R_H . Вони також роз'єднують каскади в багатокаскадних підсилювачах. Характеристики транзистора в цій схемі показано на

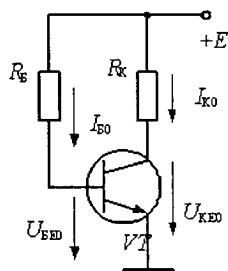


Рис.18.7. Режим спокою підсилювача

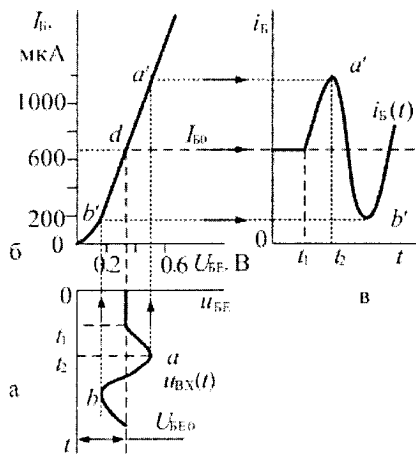


Рис. 18.8. Побудова кривої вхідного струму підсилювача:

- а) часова діаграма напруги u_{BE} ;
 б) вхідна характеристика транзистора;
 в) часова діаграма струму бази

робочої точки визначається призначенням підсилювача, режимом роботи, коефіцієнтом корисної дії та ін. З урахуванням того, що вхідний сигнал змінного струму симетричний відносно нуля, точка спокою — (d) обирається на середині лінії навантаження (пряма 2 на рис. 18.9), коли $U_{KE0} \approx E/2$, $I_{K0} \approx I_{K,MAX}/2$.

Приклад 18.2. Визначити опір резисторів R_B і R_K в схемі рис. 18.6., якщо $E = 15$ В, $I_{K,MAX} = 150$ мА. Вхідна характеристика VT наведена на рис. 18.8, б — режиму спокою відповідає точка d .

Розв'язання. Значення R_K знайдемо згідно (16.1) коли $U_{KE} = 0$:

$$R_K = E/I_{K,MAX} = 15/0,15 = 100 \text{ Ом.}$$

Значення R_B згідно (18.6):

$$R_B = (E - U_{BE0})/I_{B0} = (15 - 0,35)/650 \cdot 10^{-6} = 2254 \text{ Ом,}$$

де $U_{BE0} = 0,3$ В і $I_{B0} = 650$ мкА визначені з рис. 18.8, б для точки d .

Режим підсилення. Аналіз роботи схеми можна виконати, якщо використати отримані вище (п.16.4), лінію навантаження і перехідну характеристику $I_K = f(I_B)$ транзистора в схемі зі спільним емітером (на рис. 18.9, б їм відповідають залежності 2 і 1).

рис. 16.24, де AB — лінія навантаження (див.п.16.5.1).

Режим спокою. Вибір робочої точки. Режим спокою має місце, коли на вході відсутній сигнал змінного струму (рис. 18.7). Стан транзистора при цьому (значення струмів і напруг I_{K0} , U_{KE0}) завдається струмом I_{B0} , що поданий на базу VT від джерела за допомогою резистора R_B , опір якого приймається таким:

$$R_B = (E - U_{BE0})/I_{B0}. \quad (18.6)$$

Робочою точкою названо точку перетину лінії навантаження з характеристикою $I_K(U_{KE})$ при $I_B = I_{B0}$ (точка d на рис. 16.24). Положення робочої

Якщо на вхід підсилювача подавати змінну напругу $u_{BX}(t)$ (рис. 18.8, а), струм бази починає змінюватись відповідно з вхідною характеристикою (рис. 18.8, б). Так, коли u_{BX} зростає — точка а на рис. 18.8, а, струм i_B також зростає — точка a' на рис. 18.8, б, в при зменшенні u_{BX} — точка b (рис. 18.8, а) струм i_B зменшується — точка b' на рис. 18.8, б, в.

Таким чином, струм бази окрім постійної складової I_{B0} містить у собі і змінну $i_B(t)$. Це викликає (рис. 18.9) змінювання струму колектора — появу змінної складової $i_K(t)$ і відповідно до змінювання u_{KE} і появи $u_{ВИХ}$ на навантаженні R_H .

Так при збільшенні i_B (точка а на рис. 18.9, а) струм колектора також зростає (точка a' на рис. 18.9, в), при зменшенні i_B — точка b (рис. 18.9, а) струм i_K зменшується (точка b' на рис. 18.9, в). Зміна струму колектора (рис. 18.9, в) повторює відповідні зміни струму бази (рис. 18.9, а). Якщо виконати перенесення змін струму i_K на лінію навантаження (залежність 2 на рис. 18.9, б), отримуємо графік $u_{KE}(t)$ (рис. 18.9, г), де точці a' відповідає a'' , точці b' — b'' . Змінна складова u_{KE} є вихідною напругою підсилювального каскаду (постійна складова затримується роз'єднувальним конденсатором C_2), котра згідно з (16.1) чисельно дорівнює і протилежна за фазою змінній складовій падіння напруги на резисторі R_K :

$$u_{ВИХ} = -R_K \cdot i_K.$$

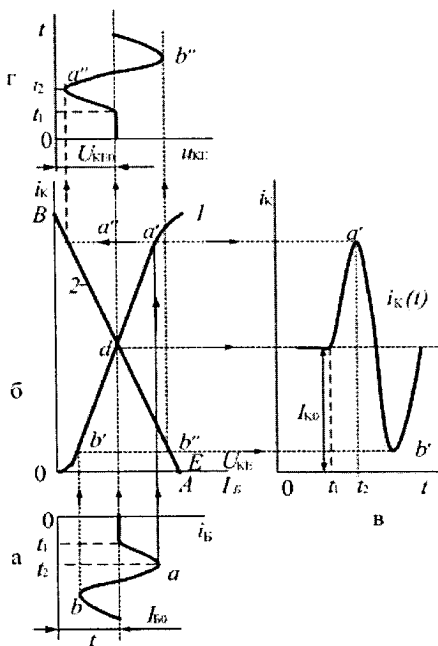


Рис. 18.9. Побудова кривих вихідного струму i_K і напруги u_{BE} транзистора: а) часова діаграма струму бази i_B ; б) перехідна характеристика і лінія навантаження транзистора; в) часова діаграма струму i_K ; г) часова діаграма напруги u_{BE}

Підсилювальний каскад, що було розглянуто, поряд з підсиленням, змінює фазу підсиленої напруги ($u_{\text{ВИХ}}$) по відношенню до $u_{\text{ВХ}}$ на протилежну — є **інвертувальним**.

Якщо в ролі навантаження використовувати опір R_K , то фаза вихідної напруги ($u_{\text{ВИХ}} = R_K \cdot i_K$) не змінюється, а каскад буде **неінвертувальним**.

Температурна стабілізація. Недоліком транзисторів є залежність їхніх параметрів від температури. Так підвищення температури викликає змінювання струму колектора і змінювання вихідних характеристик. Це викликає зсув робочої точки і порушення роботи підсилювача.

Температурна стабілізація режиму спокою в схемі здійснюється введенням місцевого зворотного зв'язку за постійним струмом. Для цього в коло емітера введено резистор R_E (рис. 18.10). У колі бази для створення початкової напруги зміщення $U_{\text{БЕ0}}$ використано розподільвач R_1, R_2 . Постійна складова струму емітера

$I_{\text{Е0}} = I_{\text{К0}}$ створює на опорі R_E напругу $U_E = R_E \cdot I_{\text{Е0}}$ — зворотній зв'язок, пропорційний струму I_K . При цьому напруга $U_{\text{БЕ}}$ на вході транзистора $U_{\text{БЕ}} = U_{\text{ВХ}} - U_E$. Збільшення струму колектора відповідно

$I_{\text{Е0}}$, із збільшенням температури викликає зменшення $U_{\text{БЕ}}$ та струму $I_{\text{Е0}}$. Це викликає зменшення струму $I_{\text{К0}}$ і в підсумку, до стабілізації його на визначеному рівні. Для уникнення такого зв'язку для змінної складової струму (в режимі підсилення за змінним струмом) паралельно резистору R_E вмикають конденсатор C_E , опір якого $X_{\text{СЕ}} = 1/(\omega \cdot C_E)$ змінному струму малий. При цьому змінна складова струму тече крізь C_E і не утворює падіння напруги на R_E .

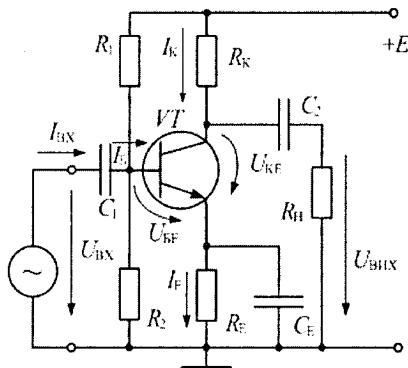


Рис. 18.10. Схема підсилювача змінного струму з температурною стабілізацією режиму спокою

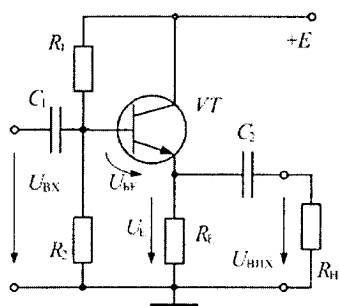


Рис. 18.11. Емітерний повторювач

Емітерний повторювач (рис. 18.11) є підсилювальним каскадом, що з'єднаний за схемою з спільним колектором. Навантаження R_H підключено послідовно з роз'єднувальним конденсатором великої ємності C_2 у коло емітера. Напруга зворотного зв'язку U_E дорівнює вихідній напрузі $U_{ВИХ}$ (для змінної складової струму навантаження), тому такий зв'язок названо **стовідсотковим негативним зворотнім зв'язком за напругою**.

Коефіцієнт підсилення:

$$K_{U33} = K_U / (1 + K_U \cdot 1) \leq 1.$$

Напруга на виході підсилювача повторює форму вхідної напруги, тому назва схеми емітерний повторювач. Емітерний повторювач має високий вхідний і низький вихідний опори, тому діє як трансформатор опорів і широко використовується для узгодження підсилювальних каскадів з низькоомним навантаженням (підсилювач струму).

Схеми підсилювачів, що розглянуто, характеризують стабільність підсилення в області середніх частот (рис. 18.3 — крива 1). На низьких частотах їхні характеристики мають “провалля” — підсилення зменшується у зв'язку із зростанням опору роз'єднувальних конденсаторів $X_{C1} = 1/(2\pi \cdot f \cdot C_1)$, $X_{C2} = 1/(2\pi \cdot f \cdot C_2)$, а також конденсатора C_E у колі емітера (це викликає зниження $I_{ВХ}$ та $I_{ВИХ}$). На високих частотах “провалля” частотної характеристики викликається внутрішніми властивостями транзистора (I_K не “встигає” за змінюванням I_E).

18.4. Підсилювачі постійного струму.

Операційний підсилювач

Призначені для підсилення сигналів, що змінюються повільно, а також і сигналів постійного струму. Сучасні підсилювачі постійного струму (ППС) підсилюють сигнали в широкому діапазоні частот і відносяться до розряду широкосмугових підсилювачів (характеристика 2 на рис. 18.3).

ППС можна отримати зі схеми (рис. 18.10), що розглядалась вище, якщо виключити роз'єднувальні конденсатори $C1, C2$, а також R_E, C_E . Ця схема подана на рис. 18.12. Резисторний розподільувач R_{B1}, R_{B2} , як і у розглянутій схемі при відсутності напруги $U_{ВХ}$ забезпечує завдання робочої точки для транзистора $VT - U_{БЕ0}$

і відповідне значення вихідної напруги U_{KE0} . При наявності на вході напруги U_{BX} відбудеться відповідне змінювання напруги на виході $U_a = U_{KE}$ відносно значення U_{KE0} . Для забезпечення $U_{ВИХ} = 0$ за умови $U_{BX} = 0$, опір навантаження R_H ввімкнено між колектором транзистора (затискач a) і затискачем b розподільвача напруги R_1 .

При цьому $U_{ВИХ} = U_{ab} = U_{KE} - U_b$, де значення напруги затискача b відносно спільної точки – U_b можна завдати положенням повзунка реостата R_1 . Таким чином, у режимі спокою з $U_{BX} = 0$ і $U_b = U_{KE0}$ отримуємо $U_{ВИХ} = 0$ ($I_H = 0$). Оскільки каскад є інвертувальним, при $U_{BX} > 0$ на виході отримуємо пропорційне йому значення $U_{ВИХ} < 0$, при $U_{BX} < 0$ відповідно $U_{ВИХ} > 0$.

Однак, при змінюванні температури, струм колектора I_{K0} та U_{KE0} також змінюються. Це викликає зміну вихідного сигналу $U_{ВИХ}$ за відсутності або незмінному значенні вхідного U_{BX} – дрейф нуля підсилювача, що є недоліком такого підсилювача. Для зниження дрейфу нуля необхідно періодично змінювати положення повзунка R_1 в режимі спокою (балансування нуля підсилювача).

18.4.1. Диференційний каскад

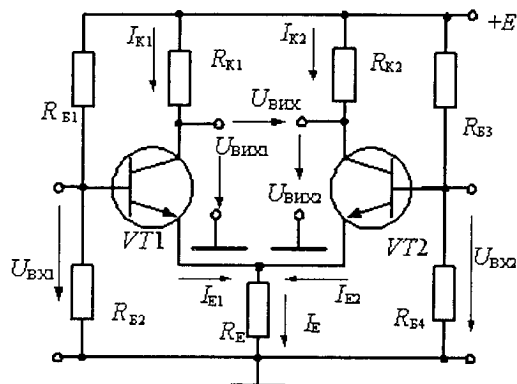


Рис. 18.13. Диференційний підсилювач

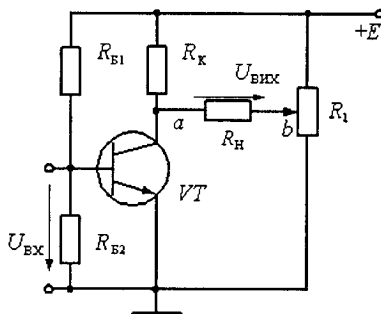


Рис. 18.12. Схема підсилювача постійного струму

Ефективним способом зменшення дрейфу нуля в ППС є використання диференційних підсилювальних каскадів (рис. 18.13). Тут реостат R_1 замінено транзистором $VT2$ з ідентичними $VT1$ параметрами та $R_{K2} = R_{K1}$, а в коло емітерів транзисторів ввімкнено спільний резистор R_E . Він необхідний для створення негативного

зворотного зв'язку за струмом I_E (дорівнює сумі $I_E = I_{E1} + I_{E2}$), чим забезпечується його постійність, а також температурна стабілізація роботи схеми (п. 18.3). Диференційний каскад має два входи і призначений для підсилення різниці вхідних сигналів U_{BX1} і U_{BX2} , що названо диференційною вхідною напругою $U_X = U_{BX1} - U_{BX2}$.

Вихідний сигнал можна знімати або з колектора одного з транзисторів ($U_{ВИХ1}$, $U_{ВИХ2}$), або у вигляді різниці напруг між колекторами обох транзисторів:

$$U_{ВИХ} = U_{ВИХ1} - U_{ВИХ2}.$$

Коли вхідний сигнал відсутній $U_{BX1} = U_{BX2} = 0$, внаслідок симетрії віток схеми, що утворені $VT1$ і $VT2$, струми $I_{E1} = I_{E2} = I_E/2$, напруги $U_{ВИХ1} = U_{ВИХ2}$, а $U_{ВИХ} = U_{ВИХ1} - U_{ВИХ2} = 0$. Ці співвідношення не змінюються, якщо обидві вхідних напруги U_{BX1} , U_{BX2} отримують однакове прирощення ($U_X = U_{BX1} - U_{BX2} = 0$). У цьому випадку струми колекторів, змінюючись, залишаються рівними один одному, постійна й різниця $U_{ВИХ1} - U_{ВИХ2} = 0$.

Якщо $U_{BX1} > U_{BX2}$, наприклад, $U_{BX1} > 0$, $U_{BX2} = 0$, струм першого транзистора I_{K1} , а, відповідно I_{E1} , збільшуються. При цьому збільшуються також $I_E = (I_{E1} + I_{E2})$ і падіння напруги $U_E = I_E \cdot R_E$ (напруга зворотного зв'язку). Оскільки вхідна напруга транзисторів $U_{BE} = U_{BX} - U_E$, одержуємо, що при позитивному прирощенні U_{BE1} , що зумовлено збільшенням U_{BX1} , напруга U_{BE2} зменшується (U_{BX2} постійна, а U_E збільшилась). У підсумку приріст струмів транзисторів I_{E1} та I_{E2} однаковий, але протилежний за знаком: $\Delta I_{E1} = -\Delta I_{E2}$ (сума струмів змінюється на малу величину). Відповідно із змінюванням струмів зменшується $U_{ВИХ1}$, а $U_{ВИХ2}$ збільшується на таку ж величину, при цьому $U_{ВИХ} = U_{ВИХ1} - U_{ВИХ2}$ є негативною.

Аналогічна картина буде, коли $U_{BX2} > U_{BX1}$. При цьому зменшується $U_{ВИХ2}$, $U_{ВИХ1}$ збільшується, а напруга $U_{ВИХ} = U_{ВИХ1} - U_{ВИХ2}$ — позитивна.

Таким чином, якщо користуватись лише одним з входів підсилювача, наприклад першим, напруга $U_{ВИХ}$ по відношенню до U_{BX1} змінює полярність на зворотну (інвертується). При використанні другого входу полярності U_{BX2} та $U_{ВИХ}$ однакові. Звідки й назва входів — **інвертувальний** та **неінвертувальний**.

18.4.2. Операційний підсилювач

Операційний підсилювач (ОП) — це підсилювач постійного струму з двома входами і одним виходом (рис. 18.14, б).

У ролі вхідного в ОП використовується підсилювальний диференціальний каскад, використання якого підвищує стабільність роботи, а також поширює його можливості завдяки наявності двох входів: **інвертувального** (ВХ1 на рис. 18.14, б позначений колом — символом інверсії — заперечення) та **неінвертувального** (ВХ2).

Якщо подавати напругу на ВХ1, вихідна напруга ОП має зворотну полярність (на рис. 18.14, а подані відповідні часові діаграми — миттєві значення напруг) — інвертується. При використанні ВХ2 полярність напруг на вході і виході однакова (рис. 18.14, в).

Живлення схеми здійснюється двома джерелами $E_1 = -15$ В та $E_2 = +15$ В, що забезпечує можливість отримання на виході напруги різної полярності (відносно спільної точки схеми — СТ).

Амплітудна характеристика ОП (рис. 18.15) має лінійну ділянку ab , де $U_{\text{ВИХ}}$ пропорційна $U_{\text{ВХ}}$, і ділянку насичення за умов $|U_{\text{ВХ}}| > |U_{\text{ВХНАС}}|$, коли $U_{\text{ВИХ}} = \pm U_{\text{ВИХМАХ}}$ ($U_{\text{ВИХМАХ}} < E = 15$ В та дорівнює ≈ 12 В). Вхідна напруга при цьому складає доли мілівольта, що обумовлено досить високим коефіцієнтом підсилення ОП.

Сучасні ОП мають наступні основні параметри:

— коефіцієнт підсилення за напругою $K_U = 10^4 \dots 10^5$,

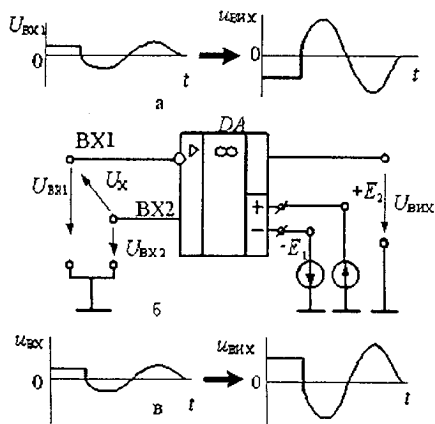


Рис. 18.14. Операційний підсилювач: а) часові діаграми напруги з використанням інвертувального входу; б) умовне позначення; в) часові діаграми напруг з використанням неінвертувального входу

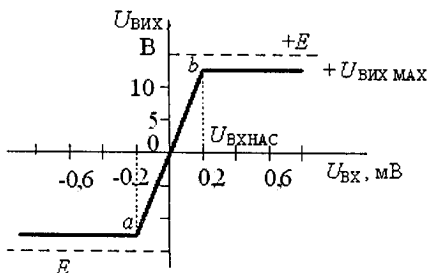


Рис. 18.15. Амплітудна характеристика операційного підсилювача

- вхідний опір $R_{ВХ} = 10^8 \dots 10^{12}$ Ом,
- вихідний опір $R_{ВИХ} = 100 \dots 200$ Ом,
- вхідний струм $I_{ВХ} = 10^{-8} \dots 10^{-10}$ А.

Це дозволяє в подальшому для аналізу схем з операційним підсилювачем розглядати його як “ідеальний”, тобто підсилювач, що має: $K_U = \infty$, $R_{ВХ} = \infty$, $R_{ВИХ} = 0$, $I_{ВХ} = 0$.

Подібні ППС використовуються в аналогових обчислювальних пристроях для виконання математичних операцій підсумку, інтегрування і т.п. Звідки й походить назва — операційні підсилювачі. Сучасні ОП в інтегральному виконанні є функціонально завершеним елементом, на підставі якого можна реалізовувати різні електронні пристрої — деякі з них розглядаються нижче.

Подібні ППС використовуються в аналогових обчислювальних пристроях для виконання математичних операцій підсумку, інтегрування і т.п. Звідки й походить назва — операційні підсилювачі. Сучасні ОП в інтегральному виконанні є функціонально завершеним елементом, на підставі якого можна реалізовувати різні електронні пристрої — деякі з них розглядаються нижче.

Неінвертувальний підсилювач (рис. 18.16) забезпечує підсилення вхідної напруги $U_{ВХ}$ без зміни полярності на виході. Вхідну напругу подано на неінвертувальний вхід, а напругу з виходу підсилювача — на резистивний розподільувач R_1, R_2 . На інвертувальний вхід подано напругу зворотного зв'язку $U_{ЗЗ}$. Диференційна вхідна напруга ОП $U_X = U_{ВХ} - U_{ЗЗ}$, тобто зворотній зв'язок негативний. Якщо врахувати, що операційний підсилювач ідеальний ($R_{ВХ} = \infty$, $I_{ВХ} = 0$), отримуюмо:

$$U_{ЗЗ} = I_{ЗЗ} \cdot R_1 = U_{ВИХ} \cdot R_1 / (R_1 + R_2) = \beta \cdot U_{ВИХ},$$

де $\beta = R_1 / (R_1 + R_2)$.

Коефіцієнт підсилення ОП з негативним зворотнім зв'язком (18.3):

$$K_{U_{ЗЗ}} = K_U / (1 + \beta \cdot K_U) = 1 + R_2 / R_1. \quad (18.7)$$

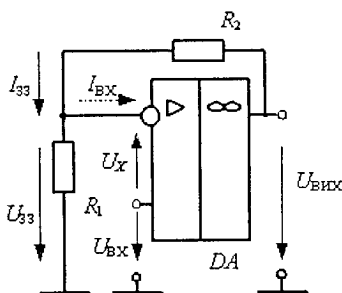


Рис. 18.16. Неінвертувальний підсилювач

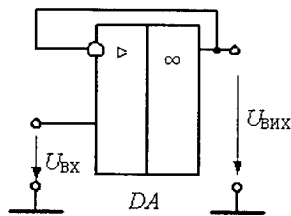


Рис.18.17. Слідкувальний підсилювач

Таким чином, підсилення ОП, що охоплений негативним зворотнім зв'язком, залежить лише від співвідношення опорів зовнішніх резисторів і не залежить від коефіцієнта підсилення самого ОП. Обираючи відповідним чином значення опорів резисторів R_1 і R_2 , можна забезпечити необхідний коефіцієнт підсилення. Так, якщо $R_2 = 0$, $R_1 = \infty$, то $\beta = 1$ (стовідсотковий негативний зв'язок), отримуємо $K_{U_{33}} = 1$. Ця схема (рис. 18.17) отримала назву слідкувального ОП і використовується у ролі трансформатора опорів (великий $R_{ВХ}$ і малий $R_{ВИХ}$), коли джерело $U_{ВХ}$ має великий вихідний опір, а навантаження малий вхідний.

Інвертувальний підсилювач (рис. 18.18) поряд з підсиленням змінює полярність (фазу) сигналу на виході по відношенню до вхідного. Напругу $U_{ВХ}$ крізь резистор R_1 подано на інвертувальний вхід ОП, неінвертувальний вхід з'єднаний з спільною точкою схеми. Вхідна напруга ідеального ОП $U_X = 0$ ($K_U = \infty$). З урахуванням цього потенціал вузла "а" (рис. 18.18) відносно спільної точки схеми — малий (≈ 0), тобто можна припустити, що точка "а" поєднана з спільною точкою. Тому струм на вході підсилювача: $I_1 = U_{ВХ}/R_1$. Струм у колі зворотного зв'язку $I_{33} = U_{ВИХ}/R_2$.

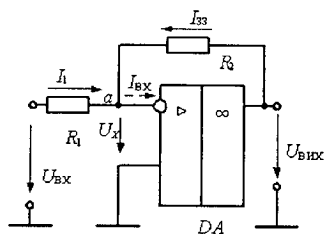


Рис.18.18. Інвертувальний підсилювач

Згідно з першим законом Кірхгофа для вузла "а":

$$I_1 + I_{33} - I_{ВХ} = 0.$$

Поклавши $I_{ВХ} = 0$ (ОП ідеальний), отримуємо:

$$I_1 = -I_{33}, \text{ або } U_{ВХ}/R_1 = -U_{ВИХ}/R_2. \quad (18.8)$$

Коефіцієнт підсилення ОП при цьому:

$$K_{U_{33}} = U_{ВИХ}/U_{ВХ1} = -R_2/R_1.$$

Знак "−" показує, що фаза сигналу (на рис. 18.18 показано позитивні напрямки $U_{ВХ}$, $U_{ВИХ}$), змінюється — тобто підсилювач є інвертувальним. Коли $R_2 = R_1$, коефіцієнт підсилення $K_{U_{33}} = -1$ —

такий підсилювач названо **інвертором** і використовують для зміни знаку (фази) напруги.

Підсумковий підсилювач — суматор (рис. 18.19) виконує алгебраїчну операцію складання напруг $U_{ВХ1}$, $U_{ВХ2}$, $U_{ВХ3}$, які крізь резистори R_1 , R_2 , R_3 одночасно подано на інвертувальний вхід ОП. Складемо рівняння струмів для вузла "а" (для ідеального ОП $I_{ВХ} = 0$):

$$I_1 + I_2 + I_3 = -I_{33}$$

Якщо представити струми у вигляді: $I_1 = U_{ВХ1}/R_1$, $I_2 = U_{ВХ2}/R_2$, $I_3 = U_{ВХ3}/R_3$, $I_{33} = U_{ВИХ}/R_{33}$, отримаємо:

$$K_1 \cdot U_{ВХ1} + K_2 \cdot U_{ВХ2} + K_3 \cdot U_{ВХ3} = U_{ВИХ}, \quad (18.9)$$

де $K_1 = -R_{33}/R_1$, $K_2 = -R_{33}/R_2$, $K_3 = -R_{33}/R_3$.

Приклад 18.3. ОП підключений за схемою рис. 18.19. Визначити значення вихідної напруги, якщо $R_1 = 10$ кОм, $R_2 = 10$ кОм, $R_3 = 20$ кОм, $R_{33} = 20$ кОм, $U_{ВХ1} = 4$ В, $U_{ВХ2} = -2$ В, $U_{ВХ3} = 6$ В.

Розв'язання. Значення вихідної напруги знаходимо відповідно з (18.7):

$$\begin{aligned} U_{ВИХ} &= -(R_{33}/R_1) \cdot U_{ВХ1} - (R_{33}/R_2) \cdot U_{ВХ2} - (R_{33}/R_3) \cdot U_{ВХ3} = \\ &= -(20000/10000) \cdot 4 - (20000/10000) \cdot (-2) - (20000/20000) \cdot 6 = -10 \text{ В.} \end{aligned}$$

Інтегрувальний підсилювач — інтегратор (рис. 18.20) виконує операцію інтегрування вхідного сигналу. При цьому вхідний струм $i = u_{ВХ}/R$, струм у колі зворотного зв'язку i_{33} — це струм перезарядження конденсатора $i_{33} = C \cdot du_{ВИХ}/dt$, або $u_{ВХ}/R = -C \cdot du_{ВИХ}/dt$.

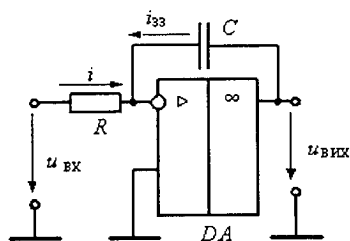


Рис. 18.20. Інтегратор

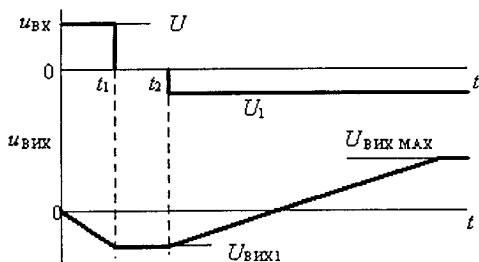


Рис. 18.21. Часові діаграми інтегратора

Звідки отримуємо: $u_{\text{ВИХ}} = -\frac{1}{RC} \cdot \int u_{\text{ВХ}} \cdot dt$.

Діаграми, що ілюструють роботу інтегратора, наведені на рис. 18.21. Так на відріжку $(0 - t_1)$, коли $u_{\text{ВХ}} = U > 0$ сигнал $u_{\text{ВИХ}} < 0$ і лінійно зростає (конденсатор C заряджається постійним струмом) $u_{\text{ВИХ}} = -(U \cdot t)/(R \cdot C) = -a \cdot t$, де $a = U/(R \cdot C)$. На відріжку $(t_1 - t_2)$ зарядження конденсатора припиняється ($i_{33} = 0$), але зберігається досягнуте значення $u_{\text{ВИХ}} = U_{\text{ВИХ1}}$, причому $|U_{\text{ВИХ1}}| \leq U_{\text{ВИХМАХ}}$. Починаючи з моменту t_2 , коли $u_{\text{ВХ}} = -U_1$, струм i змінює напрямок, конденсатор C починає перезаряджатись, вихідна напруга $u_{\text{ВИХ}} = U_{\text{ВИХ1}} + (-U_1) \cdot (t - t_2)/(R \cdot C)$ лінійно зростає. За великою тривалістю дії вхідного сигналу вихідний змінює знак і збільшується до тих пір, доки ОП не вийде до насичення ($u_{\text{ВИХ}} = U_{\text{ВИХМАХ}}$).

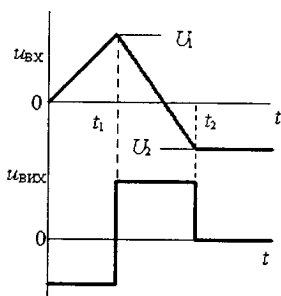


Рис. 18.23. Часові діаграми диференціатора

На інтервалі $(0 - t_1)$ вхідна напруга зростає за законом $u_{\text{ВХ}} = (U_1/t_1)t$, відповідно $u_{\text{ВИХ}} = -RC(U_1/t_1)$. На наступному інтервалі $(t_1 - t_2)$ вхідна напруга зменшується і відповідно отримуємо $u_{\text{ВИХ}} = RC(U_1 - U_2)/(t_2 - t_1)$. У подальшому $u_{\text{ВХ}} = U_2$ — незмінна за значенням і напруга $u_{\text{ВИХ}} = 0$.

Компаратор (рис. 18.24) — пристрій, що призначений для порівняння двох аналогових сигналів, який має два стабільних стани в залежності від результату порівняння. На інвертувальний вхід подано визначену (опорну) напругу $U_{\text{ОП}}$, з рівнем якої порівнюється

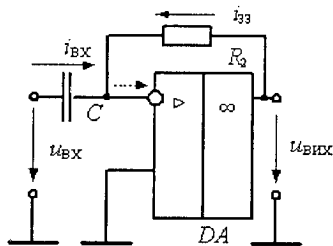


Рис. 18.22. Диференціатор

Диференціювальний підсилювач — диференціатор (рис. 18.22) виконує операцію диференціювання вхідного сигналу. При цьому:

$$i_{\text{ВХ}} = C \cdot du_{\text{ВХ}}/dt; i_{33} = u_{\text{ВИХ}}/R.$$

Звідки: $u_{\text{ВИХ}} = -(R \cdot C) du_{\text{ВХ}}/dt$.

Часові діаграми роботи, що пояснюють роботу диференціатора, при подаванні на вхід сигналу $u_{\text{ВХ}}$, що змінюється лінійно, наведені на рис. 18.23.

На інтервалі $(0 - t_1)$ вхідна напруга зростає за законом $u_{\text{ВХ}} = (U_1/t_1)t$, відповідно $u_{\text{ВИХ}} = -RC(U_1/t_1)$. На наступному інтервалі $(t_1 - t_2)$ вхідна напруга зменшується і відповідно отримуємо $u_{\text{ВИХ}} = RC(U_1 - U_2)/(t_2 - t_1)$. У подальшому $u_{\text{ВХ}} = U_2$ — незмінна за значенням і напруга $u_{\text{ВИХ}} = 0$.

Компаратор (рис. 18.24) — пристрій, що призначений для порівняння двох аналогових сигналів, який має два стабільних стани в залежності від результату порівняння. На інвертувальний вхід подано визначену (опорну) напругу $U_{\text{ОП}}$, з рівнем якої порівнюється

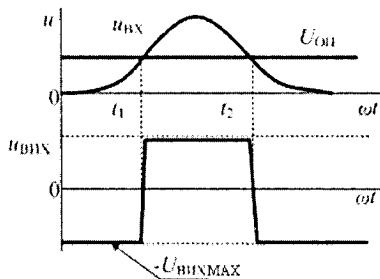
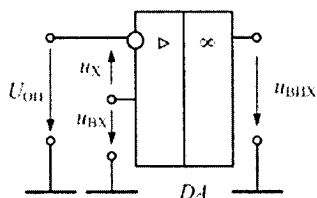


Рис. 18.24. Компаратор на ОП Рис. 18.25. Часові діаграми компаратора

вхідний сигнал $u_{ВХ}$, що подано на інший вхід. При цьому диференційний вхідний сигнал операційного підсилювача: $u_{X} = u_{ВХ} - U_{ОП}$.

Вихідний сигнал операційного підсилювача без ЗЗ відповідно з амплітудною характеристикою (рис. 18.15), коли $u_{X} > |U_{ВХНАС}|$ приймає значення або $+U_{ВИХ МАХ}$ ($u_{X} > 0$), або $-U_{ВИХ МАХ}$ ($u_{X} < 0$). Таким чином, коли $u_{ВХ} < U_{ОП}$ (рис. 18.25), відповідно $|U_{ВХНАС}| < u_{X} < 0$ ($U_{ВХНАС}$ становить частки мілівольта) ОП знаходиться в стані насичення і $u_{ВИХ} = -U_{ВИХ МАХ}$ (рис. 18.25), при зростанні $u_{ВХ}$, коли $u_{ВХ} > U_{ОП}$ ($u_{X} > 0$), підсилювач практично миттєво перекидається у стан $u_{ВИХ} = +U_{ВИХ МАХ}$.

Приклад іншої схеми компаратора і її використання у конкретному пристрої розглянуто далі у п. 18.6.

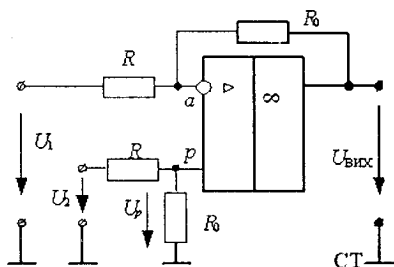


Рис. 18.26 Схема віднімання

Схеми віднімання. Віднімання сигналів можна перетворити на складання з інверсією сигналу, що віднімається. Для цього схему підсумкового підсилювача доповнюють інвертувальними підсилювачами, крізь які на входи підсумкового підсилювача надходять напруги, що віднімаються.

Віднімання сигналів можна виконати на одному операційному підсилювачі з використанням інвертувального і неінвертувального входів (рис. 18.26).

Для неї є справедливим рівняння:

$$U_{ВИХ} = U_1 \cdot K_1 + U_2 \cdot K_2. \quad (18.10)$$

Якщо покласти, що $U_2 = 0$ (неінвертувальний вхід $-p$ крізь резистори R і R_0 поєднані з спільною точкою), то схема працює як інвертувальний підсилювач, про що йшлося вище. Значення $K_1 = -R_0/R$.

Якщо $U_1 = 0$ (інвертувальний вхід a крізь резистор R поєднаний з СТ) отримуємо схему неінвертувального підсилювача, напруга на вхід p якого надходить крізь розподільувач напруги на резисторах R і R_0 .

Напруга $U_p = \frac{U_2}{(R + R_0)} \cdot R_0$ у цьому випадку підсилюється в $(1 + \frac{R_0}{R})$ разів, а вихідна напруга ОП:

$$U_{\text{вих}} = U_p \cdot (1 + \frac{R_0}{R}) = \frac{U_2}{(R + R_0)} \cdot R_0 \cdot \frac{(R + R_0)}{R} = U_2 \cdot \frac{R_0}{R}. \quad (18.11)$$

З цього витікає, що значення $K_2 = R_0/R$ і співвідношення (18.8) перетворюється до вигляду:

$$U_{\text{вих}} = U_2 \cdot \frac{R_0}{R} - U_1 \cdot \frac{R_0}{R} = \frac{R_0}{R} \cdot (U_2 - U_1) = K_2 \cdot (U_2 - U_1). \quad (18.12)$$

Таким чином, вихідна напруга ОП пропорційна різниці вхідних сигналів.

Приклад 18.4. Необхідно розрахувати схему обчислювально-го пристрою, що реалізує задану функцію:

$$U(t) = +K_1 \cdot U_1 - K_2 \cdot U_2 + K_3 \cdot \int_0^t U_3 dt.$$

Розв'язання. У поданому виразі є операції підсумку й інтегрування, що виконуються на ОП з інверсією. З урахуванням цього перетворюємо вхідний вираз до вигляду:

$$U_{\text{вих}}(t) = -[(-K_1 \cdot U_1) + K_2 \cdot U_2 + (-K_3 \cdot \int_0^t U_3 dt)].$$

Таким чином, маємо складові $(-K_1 \cdot U_1)$ — операція інвертування; $(-K_3 \cdot \int_0^t U_3 dt)$ — операція інтегрування, вираз, що наведений у лапках [] — підсумок з інверсією. З урахуванням цього, схема реалізації має вигляд, що наведений на рис. 18.27, де:

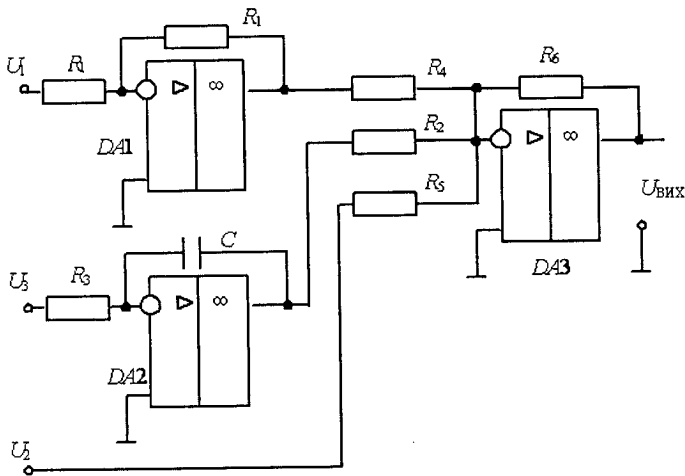


Рис. 18.27. Схема реалізації обчислювального пристрою

- DA1 – інвертор з коефіцієнтом підсилення $K = -R_1/R_1 = -1$;
- DA2 – інтегратор з коефіцієнтом підсилення $K_3 = -1/(R_3C)$;
- DA3 – суматор, коефіцієнти передавання якого:
 - за першим входом $K_1 = R_6/R_4$;
 - за другим входом $K = R_6/R_2 = 1$;
 - за третім входом $K_2 = R_6/R_5$.

18.5. Вибіркові підсилювачі. Резонансні фільтри

Вибірковими або **селективними** названо підсилювачі, що мають вузьку смугу пропускання і підсилюють сигнали лише в межах цієї смуги частот (крива 3 на рис. 18.3). Використовуються для виділення з вхідного несинусоїдного сигналу, що містить багато гармонійних складових, необхідної гармоніки з частотою ω_H . Для цього вмикають частотні фільтри у коло зворотного зв'язку підсилювача (рис. 18.28), або в його вихідне коло (рис. 18.29). У першому випадку використовують **загороджувальний фільтр**, крізь який сигнали з частотою $\omega \neq \omega_H$ проходять без зміни ($\beta = 1$), а гармонійна складова з частотою ω_H не проходить зовсім ($\beta \rightarrow 0$).

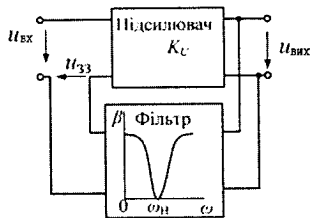
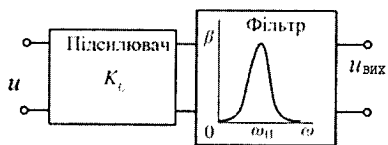


Рис. 18.28. Вибірковий підсилювач з фільтром у колі зворотного зв'язку

Коефіцієнт підсилення підсилювача з урахуванням негативного ЗЗ (18.3) для гармоніки з частотою ω_H :

$$K_{UЗЗ} = K_U / (1 + 0 \cdot K_U) \approx K_U.$$



Для інших складових: $K_{UЗЗ} = K_U / (1 + K_U) \approx 1$, тобто підсилюється лише гармонійна складова з частотою ω_H .

Рис. 18.29. Вибірковий підсилювач з фільтром у вихідному колі

У іншому випадку у вихідне коло підсилювача вмикають вибіркові фільтри, що пропускають лише сигнали частотою ω_H ($\beta = 1$) для інших частот ($\beta \rightarrow 0$).

Схему найпростішого **вибіркового резонансного фільтра** (рис. 18.30) отримуємо, якщо послідовно з опором навантаження R_H з'єднати L і C -елементи.

Напряга на вході фільтра u_1 утворена підсумком гармонійних складових:

$$u_1 = \sum U_{km} \cdot \sin(k \cdot \omega \cdot t + \psi_k),$$

де k — номер гармонійної складової.

Струм у колі для будь-якої гармоніки: $I_k = U_k / Z_k$, де:

$$Z_k = \sqrt{R_H^2 + (X_{Lk} - X_{Ck})^2} = \sqrt{R_H^2 + (k\omega L - 1/(k\omega C))^2}.$$

Обравши параметри L і C за умови резонансу напруг для гармоніки з частотою $\omega_k = \omega_H = 1/\sqrt{LC}$, отримуємо $X_{LH} = X_{CH}$, при цьому опір $Z_H = R_H$ є мінімальним. Струм і напруга $U_H = I_H \cdot R_H$ для цієї гармоніки максимальні, в той час, як для інших частот $Z_k \gg R_H$, відповідно, U_k та I_k менші, тобто вони суттєво ослаблені.

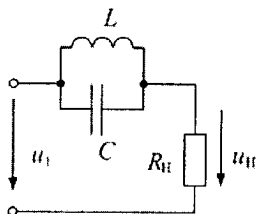


Рис. 18.31.

Загороджувальний резонансний фільтр

Паралельним з'єднанням L і C (рис. 18.31), отримуємо **резонансний загороджувальний фільтр**. У цьому випадку струм гармоніки з частотою ω_H мінімальний ($I_H \rightarrow 0$), тому що опір:

$Z_k = R_H + j / (B_L - B_C)$ — максимальний для гармоніки з частотою ω_H ($B_L = B_C$ — резонанс струмів і $Z_k \rightarrow \infty$). Відповідно мінімальна

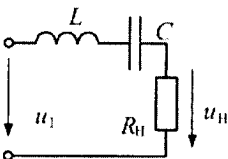


Рис. 18.30. Вибірковий резонансний фільтр

і напруга $U_H = I_H \cdot R_H$. Сигнали інших частот надходять на навантаження практично без послаблення.

На підставі розглянутих підсилювачів утворюються **аналізатори гармонік** — вимірвальні прилади, що дозволяють вимірювати напругу окремих гармонік у несинусоїдній напрузі.

18.6. Електронні генератори та імпульсні пристрої

Електронний генератор — це пристрій, що перетворює електричну енергію джерела постійного струму в енергію незникаючих електричних коливань визначеної форми, частоти і амплітуди. У залежності від форми вихідної напруги генератори розподіляються на:

- генератори синусоїдних (гармонійних) коливань,
- генератори імпульсів прямокутної форми,
- генератори спеціальних сигналів (генератори напруг, що змінюються лінійно, напруг трапецієподібної форми та ін).

Генератори гармонійних коливань. Виникнення коливань можливо лише у тому випадку, якщо в ньому є два елементи, які здатні обмінюватись енергією при коливаннях, і вжиті заходи, що спонукають ці елементи до такого обміну. Ці коливання стають стійкими (не зникають), якщо відбирання енергії від цих пристроїв (вони утворюються для споживання енергії цих коливань), компенсуються джерелом живлення.

Цим принципам відповідає за визначених умов підсилювач, що охопленний позитивним зворотнім зв'язком (ПЗЗ). Блок-схема такого генератора гармонійних коливань наведена на рис. 18.32. Генератор містить в собі підсилювач з комплексним коефіцієнтом підсилення:

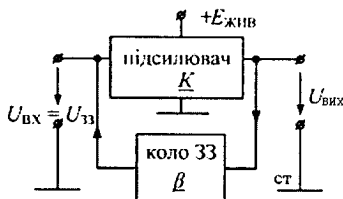


Рис. 18.32. Блок-схема генератора гармонійних коливань

$$\underline{K} = K \cdot e^{j\varphi_y}, \quad (18.13)$$

де K , φ_y — відповідно модуль коефіцієнта підсилення і фазовий зсув, що внесений підсилювачем.

Коло ЗЗ має коефіцієнт передавання:

$$\underline{\beta} = \beta \cdot e^{j\varphi_{\beta}}, \quad (18.14)$$

де β , φ_{33} — відповідно модуль коефіцієнта передавання і фазовий зсув у колі ЗЗ. Найявність фазових зсувів обумовлена присутністю в колах реактивних елементів (індуктивностей і ємностей), здатних накопичувати і повертати енергію при коливаннях. Коливання, що виникають на виході, наприклад, з ввімкненням пристрою, крізь коло зворотного зв'язку передаються на вхід, підсилюються підсилювачем, знову передаються на вхід і т.д. Для виникнення коливань, що не зникають, коливання з виходу повинні, пройшовши крізь зворотній зв'язок і будучи підсилені підсилювачем, потрапити на вихід так, щоб підсилити, а не послабити коливання, тобто співпадати з коливаннями, що виникають за фазою (позитивний ЗЗ). Це є умовою "розгойдування" коливань в генераторі. При цьому витрати енергії повертаються у коло підсилювачем за рахунок джерела живлення (ЕРС $E_{\text{ЖИВ}}$). Знайдемо умови, за яких генератор створює гармонійні коливання. Якщо форму коливань на виході враховувати як синусоїдну, запишемо залежності між синусоїдами наруг. У відповідності до схеми рис. 18.32 $\underline{U}_{\text{ВИХ}} = \underline{K} \cdot \underline{U}_{\text{ВХ}}$, оскільки на вхід підсилювача не подано ніякого іншого сигналу, окрім напруги зворотного зв'язку, то $\underline{U}_{\text{ВХ}} = \underline{U}_{\text{ЗЗ}} = \beta \cdot \underline{U}_{\text{ВИХ}}$, тоді:

$$\underline{U}_{\text{ВИХ}} = \underline{K} \cdot \beta \cdot \underline{U}_{\text{ВИХ}}, \quad (18.15)$$

З (18.15) витікає, що для існування на виході підсилювача незникаючих коливань незмінної амплітуди з частотою ω необхідно забезпечити для цієї частоти співвідношення $\underline{K} \cdot \beta = 1$, або з урахуванням (18.13, 18.14):

$$K \cdot e^{j\varphi_{\gamma}} \cdot \beta \cdot e^{j\varphi_{33}} = K \cdot \beta \cdot e^{j(\varphi_{\gamma} + \varphi_{33})} = 1. \quad (18.16)$$

З (18.16) витікають 2 умови роботи генератора:

- $\underline{K} \cdot \beta = 1$ — умова балансу амплітуд;
- $(\varphi_{\gamma} + \varphi_{33}) = 2\pi \cdot n$ — умова балансу фаз.

З умови балансу фаз витікає, що з деяким n ($0, 1, \dots$) кут зсуву фаз коливань дорівнює 2π , тобто підсилені коливання співпадають за фазою з коливаннями, що виникли первинно (позитивний ЗЗ).

Виконання умов балансу амплітуд є більш складним завданням, тому що для виникнення коливань при вмиканні генератора необхідно виконання умов $\underline{K} \cdot \beta > 1$ (за таких умов амплітуда коливань зростає), після досягнення усталеного режиму, коли амплітуда коливань досягає визначеного значення, рівняння $\underline{K} \cdot \beta = 1$ повинне

виконуватись точно. Тому звичайно схеми генераторів містять нелінійні елементи у колі ЗЗ, або використовують нелінійні властивості самого підсилювача (тобто нелінійність його амплітудної характеристики, див. п. 18.1).

У ролі реактивних елементів, що забезпечують виникнення коливань у генераторах, використовують коливальні контури (LC -генератори), або кола конденсаторів і резисторів (RC -генератори). Реактивні опори цих з'єднань і зсуви фаз визначаються ними і залежать від частоти, тому генератор здатний генерувати синусоїдні коливання лише тієї частоти, для якої виконуються умови (18.16). Якщо змінювати значення індуктивностей, ємностей і опорів цих кіл, можна перенастроювати частоту генерованих коливань.

RC -генератор. Використовується для отримання коливань частотою до 100 кГц. Одна з можливих схем RC -генератора на основі ОП наведена на рис. 18.33. Він є неінвертувальним підсилювачем DA , на вхід якого надходить напруга з його виходу крізь два деяким чином поєднаних RC -кола. Таке поєднання елементів R і C названо мостом Віна. Вони виконують роль накопичувальних елементів, що обмінуються між собою енергією при коливаннях. Міст Віна має коефіцієнт передавання:

$$\beta = (1/3 + j \cdot (\omega \cdot R \cdot C - 1/\omega \cdot R \cdot C)). \quad (18.17)$$

Формула (18.17) на частоті:

$$\omega = 1/(R \cdot C), \quad (18.18)$$

має вигляд: $\beta = 1/3$. Очевидно, що для виконання умов (18.16) коефіцієнт підсилення підсилювача K повинен дорівнювати 3.

У коло негативного зворотного зв'язку ОП ввімкнено терморезистор R_1 . Значення R_1 у холодному стані та R_2 підібрані таким чином, що $K > 3$. Тому з ввімкненням кола на виході ОП виникає синусоїдна напруга з частотою за (18.14) і зростаючою амплітудою

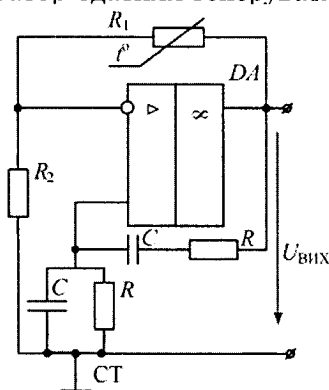


Рис. 18.33.
 RC -генератор
гармонійних коливань

(дільниця 1 рис. 18.34). Струм на терморезисторі R_1 зростає. Температура підвищується, а опір — зменшується. Це викликає зменшення K і наступну стабілізацію коливань з деякою амплітудою вихідної напруги при $K = 3$ (дільниця 2 на рис. 18.34).

LC-генератори створюються з використанням коливального контура і звичайно використовуються для отримання коливань частотою вище 100 кГц. Одна з можливих схем LC генератора наведена на рис. 18.35. Генератор виконаний на основі транзисторного підсилювача змінного струму, в якому замість резистора в колі колектора транзистора VT ввімкнено коливальний контур $L_k C_k$. На вхід підсилювача подано ЕРС e_{33} , що наводиться в обмотці L_{33} , індуктивно крізь магнітний потік Φ з'єднаний з обмоткою L_k коливального контура. Такий генератор названо генератором з трансформаторним зворотнім зв'язком. Про призначення елементів R_B , C_{P1} і C_{P2} йшлося вище. З вмиканням кола струм колектора транзистора заряджає конденсатор C_k , що викликає виникнення в контурі $L_k C_k$ вільних коливань з частотою:

$$f_0 = 1 / (2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_k \cdot C_k}).$$

Змінне магнітне поле, що виникає у котушці L_k , утворює змінну ЕРС e_{33} частотою f_0 у котушці L_{33} . Під впливом цієї ЕРС відповідно змінюється струм бази транзистора, і, як наслідок, струм колектора. Умова балансу фаз виконується, коли котушка L_{33} ввімкнена таким чином, що коливання, які надходять на вхід підсилювача, підсилюють коливання на виході (позитивний ЗЗ). При цьому зростає і амплітуда e_{33} , що викликає нове зростання амплітуди коливань у контурі і т.д. Процес, що розглянуто, аналогічний дільниці 1 рис. 18.34. Зростання амплітуди напруги на коливальному контурі обмежується величиною активної дільниці

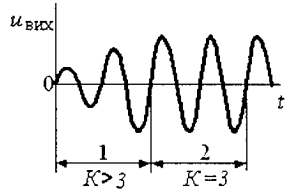


Рис. 18.34. Залежність $u_{\text{вих}}(t)$ при вмиканні генератора

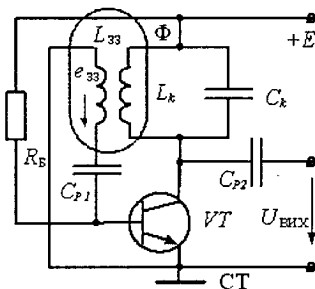


Рис. 18.35.

LC-генератор
гармонійних коливань

перехідної характеристики транзистора (див. рис. 16.25), тобто доки робоча точка не вийде в зону відсікання або насичення, а також зростанням втрат у контурі. В результаті протягом деякого часу після вмикання кола встановлюється деяка постійна амплітуда напруги у коливальному контурі (і як наслідок напруга $U_{ВІХ}$). Цей режим аналогічний тому, що показаний на ділянці 2, рис. 18.34.

Для забезпечення процесу виникнення коливань, як йшлося вище, обирання параметрів схеми (кількість витків котушки, L_{33} , коефіцієнт підсилення транзистора, напруга живлення) виконують таким чином, щоб із ввімкненням виконувалась умова $K \cdot \beta > 1$, а в усталеному режимі $K \cdot \beta = 1$.

Генератори спеціальних сигналів. Для роботи різних електронних пристроїв окрім напруги синусоїдної форми необхідна напруга прямокутної, трикутної, пилкоподібної форм та ін. Схемотехніка таких генераторів відрізняється великою різноманітністю як принципів побудови (процеси перезаряджання конденсатора, насичення магнітного кола, лавинні ефекти та ін.), так і активних елементів, що використовуються (транзистори, операційні підсилювачі та ін.) [20]. Для прикладу розглянемо генератори прямокутної і трикутної напруги на основі ОП.

Принципова схема генератора прямокутних імпульсів, який звичайно називають **мультивібратором** подана на рис. 18.36, а, діаграми його роботи наведені на рис. 18.36, б. Основою схеми є **регенеративний компаратор (тригер Шмітта)** на операційному підсилювачі DA і резисторах R_1 і R_2 , що має два стабільних стани в залежності від рівня сигналу на інвертувальному вході. Компаратор порівнює напругу на інвертувальному вході (напруга на конденсаторі u_C), і на неінвертувальному:

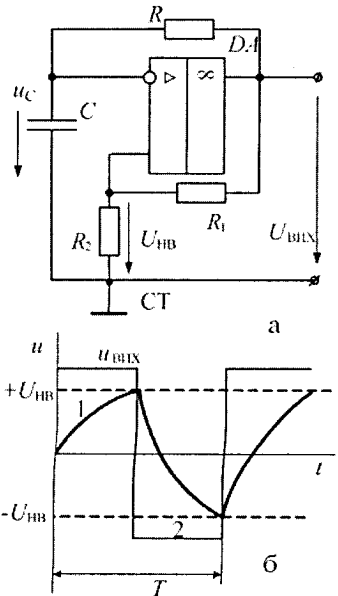


Рис. 18.36. Мультивібратор на ОП і діаграма його напруг

$$U_{\text{НВ}} = U_{\text{ВИХ}} \cdot R_2 / (R_1 + R_2). \quad (18.19)$$

Із вмиканням кола напруга з виходу ОП, звичайно з відхиленням від нуля, через розподільвач напруги R_1 , R_2 надходить на неінвертувальний вхід, підсилюється ОП, знов надходить до входу і т.д., доки підсилювач не перекинеться в стан насичення, при якому вихідна напруга $U_{\text{ВИХМАХ}}$ наближається до напруги живлення ($+E_{\text{Ж}}$ або $-E_{\text{Ж}}$ — в залежності від початкової напруги $U_{\text{НВ}}$). Цей процес триває короткий час (одиниці мікросекунд). Напруга на інвертувальному вході ОП, що дорівнює напрузі на конденсаторі u_C , у початковий момент часу має нульове значення. Нехай, наприклад, у початковий момент часу на виході ОП встановлюється напруга $+U_{\text{ВИХМАХ}}$ (стан позитивного насичення). Напруга на неінвертувальному вході при цьому дорівнює $U_{\text{НВ}} = U_{\text{ВИХМАХ}} \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$, а напруга на конденсаторі u_C починає зростати за експонентою внаслідок заряджання його крізь резистор R (крива 1 на рис. 18.36, б). Як тільки напруга u_C досягає значення $+U_{\text{НВ}}$, напруга на виході ОП дорівнює нулю. Напруга $U_{\text{НВ}} = 0$, а напруга u_C , яка не змінюється миттєво, залишається такою ж, що викликає швидке перекидання ОП у стан $-U_{\text{ВИХМАХ}}$ (стан негативного насичення — лінія 2 за рис. 18.36, б). При цьому встановлюється напруга $U_{\text{НВ}} = -U_{\text{ВИХМАХ}} \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$, а конденсатор C починає перезаряджатись до тих пір, доки напруга на ньому і напруга $U_{\text{НВ}}$ знов не порівняються. ОП знов перемикається, встановлюється $+U_{\text{ВИХМАХ}}$ і т.п.

Період коливань мультівібратора з типовими параметрами ОП ($K_U > 10^3$, $R_{\text{ВХ}} \rightarrow \infty$, $R \rightarrow 0$) визначається співвідношенням:

$$T = 2R \cdot C \cdot \ln(1 + 2 \cdot R_2 / R_1). \quad (18.20)$$

Мультівібратор, про який йшлося вище, є **автоколивальним**, тобто він безперервно генерує прямокутні імпульси (за наявності напруги живлення).

Одна з можливих схем **генератора трикутної напруги** і діаграми його роботи наведені на рис. 18.37.

Генератор являє собою ввімкнені послідовно регенеративний компаратор $DA1$ та інтегратор $DA2$, причому напруга з виходу інтегратора надходить на вхід компаратора. Нехай після вмикання живлення $DA1$ перекидається у стан негативного насичення (ділянка $0 - t_1$ за рис. 18.37, б), на його виході встановлюється

напряга $u_{\text{КП}} = -U_{\text{ВихМАХ}}$, а на неінвертувальному вході — напруга $U_{\text{НВ}}$, що визначається згідно з (18.19). Під впливом напруги $u_{\text{КП}}$ на виході інтегратора $DA2$ з'являється напруга, що лінійно зростає (лінія 1 на рис. 18.37, б). У момент часу t_1 ця напруга порівнюється за модулем з $U_{\text{НВ}}$, що викликає швидке перекидання $DA1$ у стан позитивного насичення (ділянка $t_1 - t_2$ рис. 18.37, б). Напруга $u_{\text{НВ}}$ при цьому також змінює знак і утримує $DA1$ у стані $u_{\text{КП}} = +U_{\text{ВихМАХ}}$. Внаслідок цього напруга на виході інтегратора $DA2$ починає зменшуватись і змінює полярність, доки знов не порівняється з $U_{\text{НВ}}$ у момент часу t_2 . Компаратор $DA1$ при цьому знов перекидається в стан негативного насичення і т.д. Таким чином, на виході інтегратора формується напруга трикутної форми, що подається на вихід пристрою. Період цієї напруги визначається за формулою:

$$T = 4R \cdot C \cdot R_2 / R_1. \quad (18.21)$$

Генератори прямокутних імпульсів, а також імпульсів іншої форми використовуються в ролі тактових генераторів у цифрових пристроях, у схемах керування тиристорами різних перетворювальних пристроїв та ін.

У схемах різноманітних пристроїв часто використовуються генератори пилкоподібної напруги (ГПН) — генератори напруги, що змінюється лінійно.

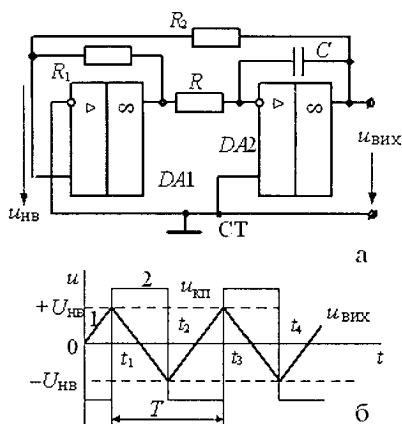


Рис. 18.37. Генератор трикутної напруги

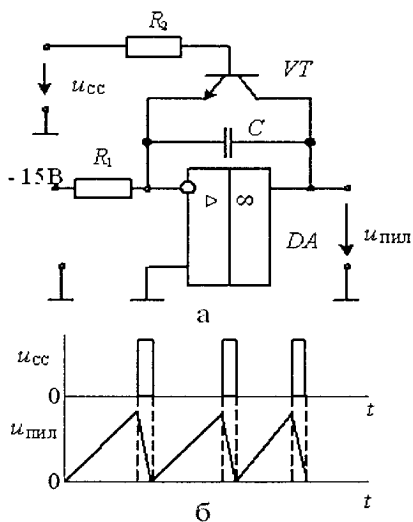


Рис. 18.38. ГПН із зовнішньою синхронізацією

Широко використовують ГПН, робота яких залежить від зовнішнього джерела сигналу. Одна з таких схем наведена на рис. 18.38. Схема містить інтегратор DA з ключем скидання (транзистор VT) у колі зворотного зв'язку. На вхід інтегратора надходить постійна напруга -15 В , при цьому напруга на його виході лінійно зростає. У момент подавання короткого позитивного імпульсу u_{CC} (рис. 18.38, б) на базу VT , він відкривається і розряджає конденсатор C . Вихідна напруга інтегратора знижується до нуля. Після закривання транзистора напруга на виході інтегратора лінійно зростає до надходження наступного імпульсу u_{CC} .

Далі цикл роботи повторюється. Подібні схеми, що синхронізовані з напругою мережі змінного струму, використовують у системах керування тиристорними перетворювачами (див. п. 17.6).

Запитання для самоконтролю

1. На яких принципах ґрунтується робота підсилювача? За рахунок чого досягається збільшення потужності вихідного сигналу?
2. Які типи підсилювачів Вам відомі? Яка характеристика визначає різницю між підсилювачами змінного і постійного струму?
3. Що таке зворотний зв'язок у підсилювачах? Які типи ЗЗ Вам відомі?
4. Що таке режим спокою підсилювача? Чим забезпечується температурна стабілізація режиму спокою?
5. Що таке диференційний підсилювач?
6. Якими параметрами характеризується "ідеальний" операційний підсилювач?
7. Які типові схеми увімкнення операційного підсилювача Вам відомі? В чому полягає різниця між інвертувальним і неінвертувальним підсилювачем?
8. Від чого залежить коефіцієнт підсилення операційного підсилювача, якщо використовувати його в ролі підсумкового?
9. Що таке вибірковий підсилювач? Чим забезпечується його вибіркковість?
10. В чому полягає принцип дії електронного генератора? Які є дві умови роботи генератора?
11. Які типи генераторів спеціальних сигналів Вам відомі? Чим відрізняється розглянута схема генератора пилкоподібної форми від інших?

19. ДИСКРЕТНІ ЕЛЕКТРОННІ ПРИСТРОЇ

Розглянуті вище аналогові пристрої, що використовують для автоматизації технологічних процесів, а також у системах опрацювання інформації, поряд з очевидними перевагами, мають і ряд недоліків, найбільше суттєві з них:

1. Порівняно невисока точність, що визначається співвідношенням діапазону зміни напруги корисного сигналу і рівнями завад, дрейфом нуля підсилювачів та ін. Наприклад, у діапазоні зміни інформаційних сигналів від -10 В до $+10$ В і рівнях різних завад у колі від $-0,1$ В до $+0,1$ В відносна похибка пристрою не може бути менша ніж $(0,1/10) \cdot 100\% = 1\%$, що часто неприпустимо.

2. Для перенастроювання параметрів або зміни алгоритму функціонування необхідно змінити схему пристрою (тобто, вносити в нього апаратні зміни).

Подолання цих недоліків здійснюється використанням принципово іншого способу подання і опрацювання інформації — цифрового. У цифрових пристроях інформація подається у вигляді напруги (або струму) імпульсної форми. При цьому визначений набір імпульсів відповідає чисельному значенню поданої цим набором фізичної величини. Напруга сигналів в цифровому пристрої має лише два значення: близьке до *нуля* вольт — умовно названо *логічним нулем*, і напругою у декілька вольт (звичайно близько до 5 В) — умовно названо *логічною одиницею*. Такий розподіл рівнів сигналів дозволяє повністю уникнути впливу завад (рівень яких звичайно не перевищує десятих частин вольт). Окрім того, використання чисельних методів опрацювання інформації дозволяє досягти практично будь-якої (заданої) точності.

Другий недолік аналогових систем — неможливість змінення алгоритма функціонування без апаратних змін пристрою — усувається використанням програмованих цифрових пристроїв.

19.1. Імпульсні напруги і струми

Електричним імпульсом називають напругу або струм, що мають постійне значення лише протягом короткого відрізка часу, більшого або порівняного з тривалістю встановлення процесів у

даному електричному колі. Розрізняють: **відеоімпульси** (рис. 19.1, а) і **радіоімпульси** (рис. 19.1, б).

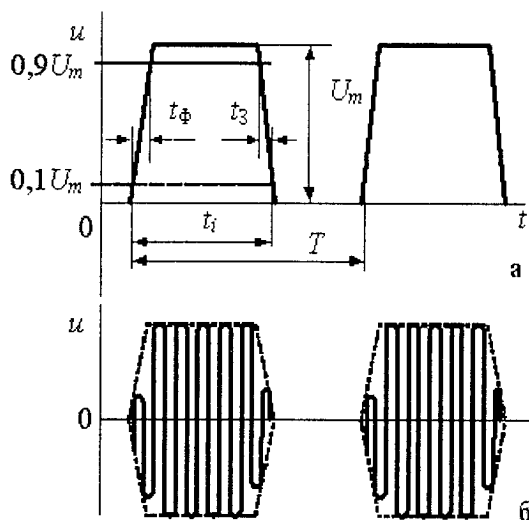


Рис. 19.1. Вигляд і параметри імпульсів

Тому ми обмежимося розглядом відеоімпульсів: у подальшому — просто імпульси. Імпульси за формою є прямокутні, трапецієподібні, трикутні та ін.

Для кількісної оцінки імпульсів згідно з рис. 19.1, а введено наступні основні параметри (використані до імпульсів напруги):

- амплітуда імпульсу U_m ;
- тривалість імпульсу t_i ;
- тривалість переднього фронту t_ϕ — час зростання від $0,1 \cdot U_m$ до $0,9 \cdot U_m$;
- тривалість заднього фронту t_3 — час спадання від $0,9 \cdot U_m$ до $0,1 \cdot U_m$;
- період подавання — T ;
- скважність $Q = T/t_i$; також користуються величиною, що зворотна скважності — коефіцієнт заповнення: $k_3 = 1/Q = t_i/T$.

Звичайно в цифрових електронних пристроях використовують імпульси напруги прямокутної форми, в яких $t_\phi \rightarrow 0$ і $t_3 \rightarrow 0$, з амплітудою $U_m \approx 5$ В. Як було показано вище, подання інформації за допомогою таких імпульсів дозволяє практично повністю виключити вплив завад на точність роботи пристроїв.

Відеоімпульс є короткочасною появою напруги (або струму) у колі і має відмінну від нуля постійну складову (середнє значення).

Радіоімпульс — це короткочасний пакет високочастотних коливань напруги (або струму), обвідна якого має форму відеоімпульса. Радіоімпульси використовують в основному в системах радіозв'язку і практично не використовують в пристроях цифрового опрацювання

19.2. Ключовий транзисторний підсилювач

В основі більшості імпульсних пристроїв, у тому числі цифрових, є **ключовий транзисторний підсилювач**, схема якого подана на рис. 19.2, а.

На відміну від схем підсилювачів, що розглядались вище, в цьому випадку зсув робочої точки транзистора відносно нуля (режиму відсікання) відсутній, так, що при $U_{ВХ} = 0$ транзистор закрито (у відсутність вхідного сигналу база через резистор R_B з'єднується з спільною точкою схеми). Для обмеження струму бази вхідна напруга подається через резистор R_1 . Струм колектора при цьому також дорівнює нулю, а вихідна напруга $U_{ВІХ} = U_{КЕ} = E_J$. Такий стан названо режимом **відсікання**. Цьому режиму відповідає зона вхідних напруг від $U_{ВХ} = 0$ до $U_{ВХ} \leq U_{ВХ0}$ на передавальній характеристиці підсилювача, що наведена на рис. 19.2, б (звичайно $U_{ВХ0} \approx 0,4$ В — напруга переходу база-емітер).

Коли $U_{ВХ} > U_{ВХ0}$, транзистор відкривається, у подальшому струм колектора I_K і напруга $U_{КЕ}$ пов'язані відповідним співвідношенням: $U_{КЕ} = E_J - I_K \cdot R_2$. Це відповідає лінійній ділянці передавальної характеристики. Нахил її визначається параметрами транзистора, а також величинами R_1 , R_2 і E_J . Очевидно, що з досягненням струмом колектора максимального значення, подальший зріст вхідної напруги більший за значення $U_{ВХ1}$ на рис. 19.2, б, не викликає змін I_K і $U_{КЕ}$, тому що транзистор знаходиться в режимі **насичення**. Вихідна напруга при цьому $U_{ВІХ} = U_{КЕНАС}$ (звичайно $U_{КЕНАС} \approx 0,2$ В). Таким чином, якщо обмежити зміну вхідної напруги значеннями $U_{ВХ} < U_{ВХ0}$ і $U_{ВХ} > U_{ВХ1}$, то пристрій працює в режимі ключа:

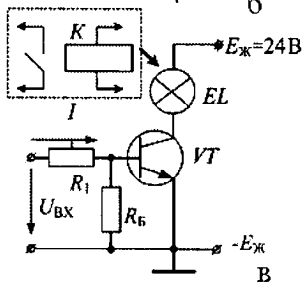
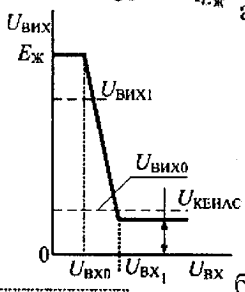
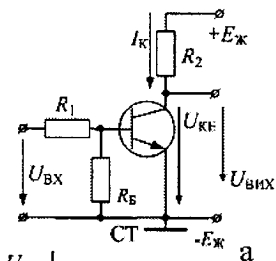


Рис. 19.2. Ключовий транзисторний підсилювач і його передавальна характеристика

$$\begin{aligned}
 & - 3 U_{\text{ВХ}} < U_{\text{ВХ0}} \quad I_{\text{К}} = 0, U_{\text{ВИХ}} = E_{\text{Ж}}; \\
 & - 3 U_{\text{ВХ}} > U_{\text{ВХ1}} \quad I_{\text{К}} \approx E_{\text{Ж}}/R_{\text{К}} = I_{\text{К.НАС}}, U_{\text{ВИХ}} < U_{\text{ВХ0}} \approx 0.
 \end{aligned}$$

Такий підсилювач часто використовують в якості підсилювача потужності сигналів керування виконавчими пристроями і контролю технологічних процесів. При цьому замість резистора R_2 вмикається обмотка електромагнітного реле (K), невеликий електродвигун, сигнальна лампа та інше (рис. 19.2, в). Для керування вмиканням цих пристроїв достатньо подавати на вхід підсилювача порівняно невелику напругу (порядку декількох вольт) при невеликому вхідному струмі I_1 (як правило, не більше 10 мА). Транзистор при цьому перекидається в режим насичення («ключ замкнений») і підключає навантаження до джерела $E_{\text{Ж}}$ (величина $E_{\text{Ж}}$ складає десятки вольт). Струм навантаження при цьому (визначається величиною $E_{\text{Ж}}$ і опором навантаження), в залежності від типу використаного транзистора, сягає 1...15 А. Якщо вхідну напругу вимкнути, транзистор повертається в режим відсікання («ключ вимкнуто») і навантаження вимикається від джерела $E_{\text{Ж}}$. Таким чином, малопотужним сигналом від керуючого пристрою (наприклад, ЕОМ) можна вмикати і вимикати порівняно потужні навантаження.

Окрім того, ключовий транзисторний підсилювач є найпростішим цифровим пристроєм, на основі якого будуються усі інші цифрові схеми, що розглядаються нижче. Так, якщо прийняти напругу, що відповідає рівню логічної одиниці, близькою до величини напруги живлення схеми (обираючи при цьому відповідні параметри її елементів), то вихідні напруги схеми будуть відповідати необхідним для її роботи в режимі ключа вхідним напругам. Це дозволяє підключати вхід схеми до виходу такої ж схеми, поєднувати їх у різних сполученнях, створюючи більш складні дискретні пристрої. На практиці для надійної роботи таких схем значення напруги логічного нуля приймають трохи вище величини $U_{\text{КЕНАС}}$ (рівень $U_{\text{ВИХ0}}$ за рис. 19.2, б), а напругу логічної одиниці — трохи нижче величини $E_{\text{Ж}}$ (рівень $U_{\text{ВИХ1}}$). При цьому зміна значень вихідної напруги схеми у незначних межах внаслідок впливу підключених до її виходу входів аналогових схем не викликає зміни логічних значень цих напруг. Параметри схеми підсилювача обирають таким чином, що з підключенням входів декількох (як правило, не менше 5) підсилювачів до виходу такого ж підсилювача

рівні напруг, що відповідають логічним 0 і 1, знаходяться у межах прийнятих значень. Допустиму кількість входів, що підключаються до виходу однотипного підсилювача, названо коефіцієнтом розгалуження. На основі такого ключового підсилювача створюються більш складні цифрові пристрої.

Приклад 19.1. Ключовий підсилювач за схемою рис. 19.2, в керує вмиканням сигнальної лампи з параметрами $U_{\text{НОМ}} = 48 \text{ В}$, $I_{\text{НОМ}} = 55 \text{ мА}$ за сигналом від давача. Коли спрацьовує давач, на вхід надходить напруга $U_1 = 4 \text{ В}$, вхідний струм при цьому $I_1 = 1,5 \text{ мА}$. Напруга живлення схеми — 48 В . Знайти коефіцієнти підсилення підсилювача за струмом і потужністю.

Розв'язання. Коефіцієнт підсилення за струмом знайдемо із співвідношення:

$$K_i = I_{\text{ВИХ}}/I_{\text{ВХ}} = I_{\text{НОМ}}/I_1 = 55/1,5 = 36,7.$$

Для визначення коефіцієнта підсилення за потужністю знаходимо:

— потужність навантаження: $P_{\text{Н}} = U_{\text{Н}} \cdot I_{\text{Н}} = 48 \cdot 55 = 2640 \text{ мВт}$;

— потужність вхідного кола: $P_1 = U_1 \cdot I_1 = 4 \cdot 1,5 = 6 \text{ мВт}$.

Тоді $K_p = P_{\text{Н}}/P_1 = 2640/6 = 440$.

19.3. Основні операції над логічними змінними та їхня реалізація

19.3.1. Основні поняття з алгебри логіки

Під логічною змінною розуміємо величину, що отримує значення 0 або 1 в залежності від істинності події, що нею описується. Наприклад, змінна, що умовно названа «світло», дорівнює (приймає значення) 1 вдень і дорівнює 0 вночі. Слід підкреслити: значення, що приймають логічні змінні, не є числами, тобто не підлягають правилам арифметики.

Для операцій над значеннями логічних змінних використовується спеціальна алгебра логіки (булева алгебра). Наведемо деякі її положення (основні теореми алгебри логіки, розглянуті в [20]):

Правило повторювання:

$$X \wedge X = X \quad (X \cdot X) = X, \quad \text{або} \quad X \vee X = X, \quad (X + X) = X, \quad (19.1)$$

де \wedge і \vee — символи логічного множення (\cdot) і додавання ($+$).

Правило виконання операцій з інверсією:

$$X \wedge \bar{X} = 0 \quad (X \cdot \bar{X}) = 0, \text{ або } X \vee \bar{X} = 1, \quad (X + \bar{X}) = 1, \quad (19.2)$$

де ($\bar{\quad}$) — символ інверсії.

Правило подвійної інверсії:

$$\overline{\overline{X}} = X. \quad (19.3)$$

Теорема де Моргана:

$$\overline{X_1 \wedge X_2} = \overline{X_1} \vee \overline{X_2} \quad \text{або} \quad \overline{X_1 \vee X_2} = \overline{X_1} \wedge \overline{X_2}. \quad (19.4)$$

Операції з 0 і 1:

$$\begin{array}{ll} X \wedge 1 = X & X \vee 0 = X \\ X \wedge 0 = 0 & X \vee 1 = 1 \\ \bar{0} = 1 & \bar{1} = 0. \end{array}$$

19.3.2. Основні логічні операції

Операція ТАК — логічне повторення. Вихідна змінна Y повторює сигнал на вході X : $Y = X$. Елемент, що реалізує цю операцію, називають буфер, або буферний повторювач (підсилювач). Використовують його для підсилення за потужністю у якості шинних формувачів у мікропроцесорних системах (п. 20). Звичайно

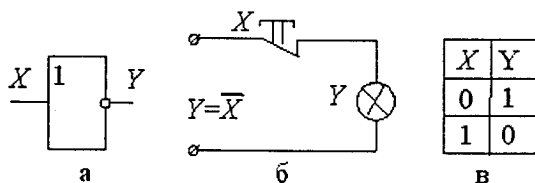


Рис. 19.3. Операція НІ

має третій керуючий вхід — дозволу на видачу даних, що переводить вихід у особливий стан Z “відключений”. Це дозволяє почергово підключати до одної лінії декілька елементів. При цьому до лінії підключено лише один з елементів, на керуючий вхід котрого подано сигнал дозволу — інші відключені.

Операція НІ (NOT) — логічне заперечення, або інверсія: $Y = \bar{X}$ (рис. 19.3). Таку операцію виконує, наприклад, кнопка з нормально замкненими контактами (рис. 19.3, б): якщо вона не натиснута (вхідна величина $X = 0$ — логічний нуль), то коло замкнене — лампа горить (вихідна величина $Y = 1$ — логічна одиниця), і навпаки. Цю ж операцію виконує ключовий транзисторний підсилювач (див.п.19.2): якщо вхідна напруга відповідає рівню логічного нуля, то вихідна — логічній одиниці, і навпаки. Такий підсилювач названо **логічним елементом НІ (інвертором)** і позначається згідно

з рис. 19.3, а (у позначенні виходу присутнє коло — символ інверсії). Замість входної і вихідної напруг вказують їхні логічні значення. Окрім того, не зображено кіл живлення елемента і спільний провід.

Логіку роботи елемента прийнято показувати у вигляді **таблиці істинності**, в якій всім можливим значенням однієї або декількох входних логічних змінних поставлено у відповідність значення вихідної змінної. Таблиця істинності елемента НІ наведена на рис. 19.3, в.

Операції АБО (OR) та АБО — НІ (NOR). Операція АБО — **логічне додавання**. Сенс операції витікає з її назви, наприклад: «Станок можна ввімкнути вручну або за командою від ЕОМ». Умовне позначення елемента АБО і функція, що ним реалізується, наведені на рис. 19.4. Як і елемент НІ, елемент АБО побудований

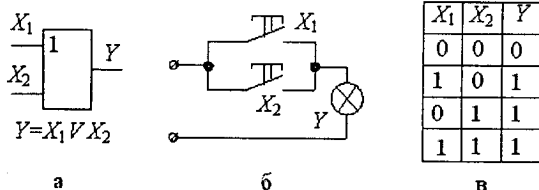


Рис. 19.4. Операція АБО

двох паралельно з'єднаних нормально розімкнених ключів (кнопок). Щоб замкнути коло, потрібно натиснути одну з кнопок (або одну, або другу, або обидві разом).

Часто функція АБО використовується з подальшою інверсією вихідної змінної, тобто до виходу елемента АБО підключають інвертор. Отримана в результаті функція АБО-НІ звичайно реалізується одним спеціальним елементом АБО-НІ, позначення і реалізація якого наведені на рис. 19.5.

З таблиці істинності елемента АБО (рис. 19.4, в) слідує, що вихідна змінна Y приймає значення логічної одиниці, якщо хоча б на одному з входів

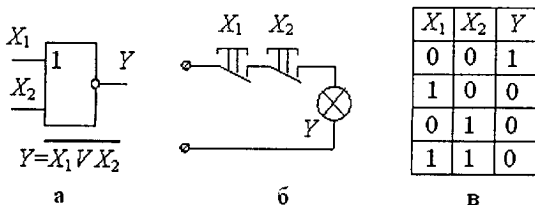


Рис. 19.5. Операція АБО-НІ

сигнал дорівнює 1. Сигнал на виході елемента АБО-НІ є інверсією відповідних значень елемента АБО (рис. 19.5, в).

Кількість входів елементів може бути і більше двох. У цьому випадку функцію, що реалізується, наприклад, елементом АБО, запишемо у вигляді:

$$Y = X_1 \vee X_2 \vee X_3 \vee \dots$$

Кількість входів прийнято вказувати в позначенні елемента, наприклад: двоховходовий елемент — 2АБО-НІ, чотиривходовий — 4АБО-НІ.

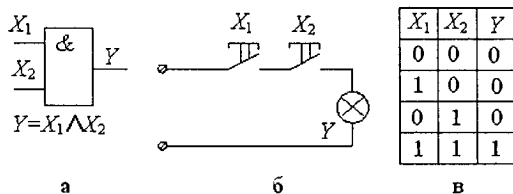


Рис. 19.6. Операція І

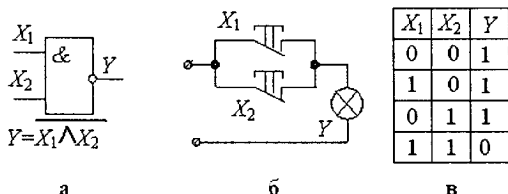


Рис. 19.7. Операція І-НІ

коло замкнено — лампа горить, якщо натиснуті і перша, і друга кнопки. Таким чином, логічна одиниця на виході елемента І згідно з його таблицею істинності (рис. 19.6, в), виникає за умови одиничних сигналів на всіх входах (котрих, як і у елемента АБО, може бути більше двох).

Функція І-НІ, що реалізується відповідним елементом, є інверсією функції І (рис. 19.7).

Операція виключне АБО (XOR). Ця операція може бути визначена як нерівнозначність, тобто вихідний сигнал приймає значення 1 лише у випадках, коли сигнали на його входах відрізняються (рис. 19.8, б), чому відповідає вираз:

$$Y = (\bar{X}_1 \wedge X_2) \vee (X_1 \wedge \bar{X}_2).$$

Операції І (AND) та І-НІ (NAND).

Операція І — логічне множення. Сенс її, як і операції АБО, співпадає з назвою, наприклад: «Станок увімкнеться — якщо ввімкнуті вимикач двигуна і ввімкнуті систему охолодження». Функцію І можна реалізувати послідовним з'єднанням нормально розімкнених кнопок (рис. 19.6, б):

Відповідний логічний елемент (рис. 19.8, а) має два входи та один вихід. Таку функцію звичайно використовують для порівняння двох змінних за значенням.

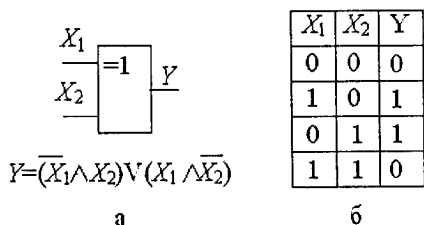


Рис. 19.8. Операція виключне АБО

Згідно з (19.3) і (19.4) операцію 2АБО можна реалізувати на елементах 2І-НІ (рис. 19.9, в, г):

$$Y = \overline{(\overline{X_1} \wedge \overline{X_2})} = \overline{(\overline{X_1})} \vee \overline{(\overline{X_2})} = X_1 \vee X_2.$$

Пристрої, вихідні функції яких однозначно визначаються вхідними логічними змінними, названо комбінаційними. Для побудови комбінаційних пристроїв звичайно використовують два типа базових логічних елементів — елемент АБО-НІ (елемент Шеффера) та елемент І-НІ (елемент Пірса).

У наш час логічні елементи в основному виготовляються у складі серій цифрових інтегральних мікросхем (ІМС) (серії К155, К555, К561 та ін.) Наприклад, мікросхема К155ЛН1 містить шість елементів НІ в одному корпусі, К155ЛА3 — 4 елемента І-НІ і т.д. Кожна серія ІМС має стандартизовані напруги живлення, рівні напруг логічного нуля і логічної одиниці, а також обумовлюється кількість входів, що можна підключити до виходу одного елемента (коефіцієнт розгалуження). Наприклад, для серії К155 прийнято рівні: логічний 0 — не більше 0,4 В, логічна 1 — не менше 2,4 В, коефіцієнт розгалуження — 10,

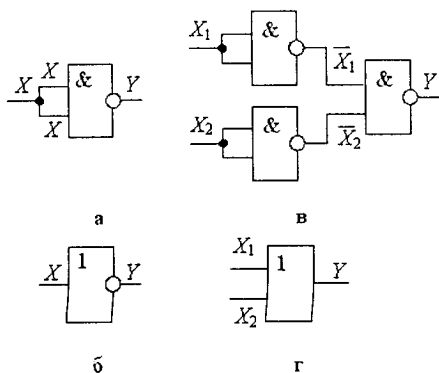


Рис. 19.9. Реалізація операцій НІ та АБО на елементах 2І-НІ

напруга живлення — +5 В. Необхідно відзначити, що далі ми не будемо розглядати конкретну схемотехніку власне логічних елементів, а також процеси, що пов'язані з їхнім функціонуванням (струми, напруги, та ін.), а обмежимося лише тим, які операції реалізуються даним елементом. Разом з тим необхідно пам'ятати,

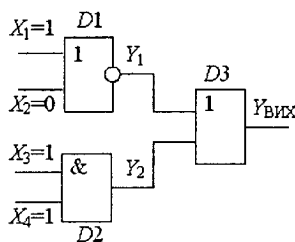


Рис. 19.10. Приклад комбінаційної схеми

D1 — 2АБО-НІ

D2 — 2І

D3 — 2АБО

У підсумку отримуємо:

$$Y_{\text{вих}} = \overline{(X_1 \vee X_2)} \vee (X_3 \wedge X_4).$$

що мова йдеться про електронні схеми, в яких діють реальні напруги і струми.

Приклад 19.2. На рис. 19.10 наведена схема комбінаційного пристрою з відомими значеннями вхідних змінних. Записати вираз логічної функції, що реалізується. Знайти значення вихідної логічної змінної.

Розв'язання: 1. Спочатку визначимо типи елементів:

$$Y_1 = X_1 \vee X_2$$

$$Y_2 = X_3 \wedge X_4$$

$$Y_{\text{вих}} = Y_1 \vee Y_2.$$

2. Знайдемо згідно таблицям істинності для елементів D1 і D2 значення їх вихідних змінних:

для D1: на входах $X_1 = 1$, $X_2 = 0$, на виході $Y_1 = 0$;

для D2: на входах $X_3 = 1$, $X_4 = 1$, на виході $Y_2 = 1$.

3. Сигнали Y_1 і Y_2 одночасно є вхідними для елемента D3, тому за його таблицею істинності знайдемо $Y_{\text{вих}} = 1$.

19.4. Тригери. Розподілення на комбінаційні і послідовнісні пристрої

Очевидно, що комбінаційні пристрої, які виконуються на підставі логічних елементів, не «запам'ятовують» попередній стан чергової комбінації вхідних сигналів. Такою властивістю (необхідною в цілому ряді пристроїв, що розглядаються нижче) володіють спеціальні цифрові схеми, які названі **тригерами**.

Тригер — це пристрій з двома стійкими станами, в кожному з яких він має змогу знаходитись як завгодно довго. Електричний аналог тригера — вимикач. На відміну від кнопки, вимикач

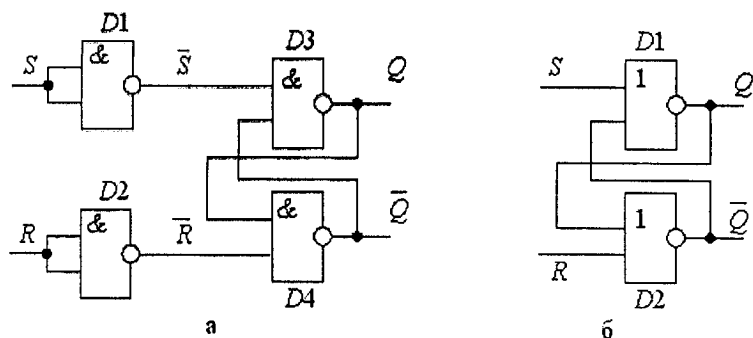


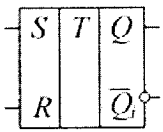
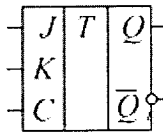
Рис. 19.11. RS-тригер на елементах: а) 2І–НІ; б) 2АБО–НІ

залишається у ввімкненому або вимкненому стані після короточасної дії на нього (ручного вмикання або вимкнення), тобто, «запам'ятовує» цю дію. Розглянемо основні типи тригерів.

RS-тригер. Це найпростіший тригер, схема якого на основі елементів 2І – НІ наведена на рис. 19.11,а. Він має два входи – S і R і два виходи – Q та \bar{Q} . Завдяки зворотнім зв'язкам, що є в схемі (вихід елемента $D3$ підключений до одного з входів елемента $D4$, і навпаки), схема має змогу тривалий час знаходитись в одному з стійких станів з $S = R = 0$. Наприклад, якщо із вмиканням схеми випадково встановиться $Q = 0$, то на виході встановлюється логічна одиниця, тобто сигнал 0 з виходу елемента $D3$ надходить на один з входів елемента $D4$. Змінити стан схеми можна, якщо подати сигнал $S = 1$ разом із $R = 0$. Тоді на перший (верхній за рис. 19.11,а) вхід елемента $D3$ подано логічний нуль, внаслідок чого на його виході з'являється логічна 1. При цьому на обох входах елемента $D4$ є одиниці, а так на його виході встановлюється логічний нуль. Цей сигнал утримує елемент $D3$ у стані $Q = 1$ і після зняття сигналу $S = 1$. Подавання на входи комбінації $S = 0, R = 1$ знов перекидає тригер у початковий стан. Таким чином, робота тригера аналогічна роботі вимикача: комбінація $S = 1, R = 0$ – «вмикання» (тобто, $Q = 1$), $S = 0, R = 0$ – зберігання попереднього (тобто, «ввімкненого» стану), $S = 0, R = 1$ – «вимкнення» ($Q = 0$), і т.д. З принципу роботи витікає, що стан виходів тригера завжди протилежний. Ці обставини (відповідно і для других типів тригерів) відображено в його позначенні: Q і \bar{Q} відповідно. Аналогічний пристрій можна виконати на елементах АБО–НІ (рис. 19.11, б).

Входи тригера умовно названі згідно з описаним вище алгоритмом його роботи — вхід S — від англ. *SET* — встановлювати, вмикати, і вхід R — від англ. *RESET* — повернення, вимкнення. Позначення RS -тригерів, що виготовляються звичайно у вигляді відповідної ІМС, наведено в табл. 19.1.

Таблиця 19.1— Основні типи тригерів

№ п/п	Тип тригера	Позначення	Таблиця перемикачів	Режим																								
1	2	3	4	5																								
1	RS -тригер (асинхронний)		<table border="1"> <tr> <td>S</td> <td>R</td> <td>Q_{i-1}</td> <td>\bar{Q}_{i-1}</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>Q_i</td> <td>\bar{Q}_i</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>—</td> <td>—</td> </tr> </table>	S	R	Q_{i-1}	\bar{Q}_{i-1}	0	0	Q_i	\bar{Q}_i	1	0	1	0	0	1	0	1	1	1	—	—	зберігання запис інформації запис 0 (скидання) заборонена комбінація				
S	R	Q_{i-1}	\bar{Q}_{i-1}																									
0	0	Q_i	\bar{Q}_i																									
1	0	1	0																									
0	1	0	1																									
1	1	—	—																									
2	D -тригер (синхронний)		<table border="1"> <tr> <td>D</td> <td>Q_{i-1}</td> <td>\bar{Q}_{i-1}</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </table>	D	Q_{i-1}	\bar{Q}_{i-1}	0	0	1	1	1	0	синхронний запис інформації															
D	Q_{i-1}	\bar{Q}_{i-1}																										
0	0	1																										
1	1	0																										
3	JK -тригер (синхронний)		<table border="1"> <tr> <td>S</td> <td>R</td> <td>Q_{i-1}</td> <td>\bar{Q}_{i-1}</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>Q_i</td> <td>\bar{Q}_i</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>\bar{Q}_i</td> <td>Q_i</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>Q_i</td> <td>\bar{Q}_i</td> </tr> </table>	S	R	Q_{i-1}	\bar{Q}_{i-1}	0	0	Q_i	\bar{Q}_i	1	0	1	0	0	1	0	1	1	1	\bar{Q}_i	Q_i	1	1	Q_i	\bar{Q}_i	зберігання синхронний запис рахування
S	R	Q_{i-1}	\bar{Q}_{i-1}																									
0	0	Q_i	\bar{Q}_i																									
1	0	1	0																									
0	1	0	1																									
1	1	\bar{Q}_i	Q_i																									
1	1	Q_i	\bar{Q}_i																									

Для опису можливих станів тригера після різних комбінацій вхідних сигналів використовують спеціальну **таблицю перемикачів** (стовпчик 4 табл. 19.1). Згідно з цією таблицею, комбінації $S = 1, R = 0$ і $S = 0, R = 1$ є інформаційними, вони викликають відповідні перемикачання тригера (запис інформації), а комбінація $S = 0, R = 0$ — зберігання інформації (стан тригера після її появи не змінюється). Таким чином, тригер — це найпростіша комірка пам'яті. Комбінація $S = 1, R = 1$ є забороненою, тобто, по-перше, встановлює на виходах $Q = 1$ і $\bar{Q} = 1$, що йде всупереч прийнятому

статусу виходів (протилежність значень Q і \bar{Q}), а по-друге, після зняття цієї комбінації тригер рівноімовірно встановлюється в один з двох стійких станів, що не може бути передбачено заздалегідь. На основі RS -тригера створені інші, більш складні за структурою тригери.

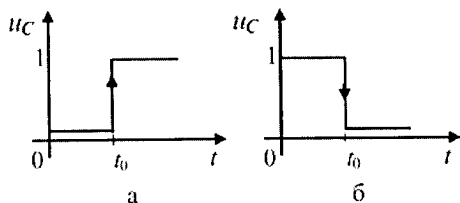


Рис. 19.12. Вигляд синхроімпульсів

Разом з тим, із створенням складних цифрових систем, часто необхідно, щоб тригер реагував на вхідні сигнали лише у визначені моменти часу. Такі тригери існують, їх названо **синхронними**.

Ці тригери мають додатковий вхід C , що названо входом синхронізації (табл. 19.1). Синхронний тригер реагує на сигнали на інформаційних входах лише у момент зміни сигналу (з 0 в 1, або з 1 в 0 в залежності від конкретного типу тригера) на вході C .

Перехід з 0 в 1 (рис. 19.12, а) прийнято називати **позитивним синхроімпульсом**, а з 1 в 0 (рис. 19.12, б) — **негативним синхроімпульсом**.

D -тригер є найпростішим синхронним тригером.

Його позначення і таблиця перемикань наведені в табл. 19.1. D -тригер виконує перенесення стану інформаційного входу D на вихід Q у мить надходження синхроімпульсу.

Пояснимо роботу D -тригера діаграмами на рис. 19.13. Нехай тригер реагує на позитивні синхроімпульси (показані стрілками на діаграмі). У момент часу t_1 виконується перенесення стану входу D -логічної 1 на вихід Q . Цей стан зберігається до моменту часу t_2 , тобто до надходження наступного синхроімпульсу. В момент часу t_2 на виході тригера встановлюється $Q = 0$ (хоча сигнал

D тригери.

RS -тригер реагує на вхідні сигнали одразу з надходженням їх на входи S і R , згідно з таблицею перемикань: **такий тригер названо асинхронним**.

Разом з тим, із створенням складних цифрових систем, часто необхідно, щоб тригер реагував на вхідні сигнали лише у визначені моменти часу. Такі тригери існують, їх названо синхронними.

Ці тригери мають додатковий вхід C , що названо входом синхронізації (табл. 19.1). Синхронний тригер реагує на сигнали на інформаційних входах лише у момент зміни сигналу (з 0 в 1, або з 1 в 0 в залежності від конкретного типу тригера) на вході C .

Перехід з 0 в 1 (рис. 19.12, а) прийнято називати позитивним синхроімпульсом, а з 1 в 0 (рис. 19.12, б) — негативним синхроімпульсом.

D-тригер є найпростішим синхронним тригером.

Його позначення і таблиця перемикань наведені в табл. 19.1. D-тригер виконує перенесення стану інформаційного входу D на вихід Q у мить надходження синхроімпульсу.

Пояснимо роботу D-тригера діаграмами на рис. 19.13. Нехай тригер реагує на позитивні синхроімпульси (показані стрілками на діаграмі). У момент часу t1 виконується перенесення стану входу D-логічної 1 на вихід Q. Цей стан зберігається до моменту часу t2, тобто до надходження наступного синхроімпульсу. В момент часу t2 на виході тригера встановлюється Q = 0 (хоча сигнал

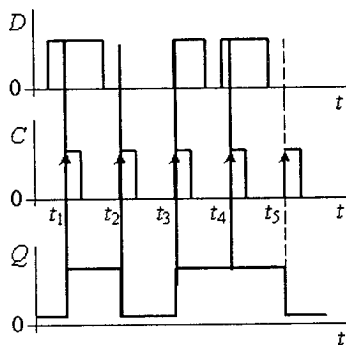


Рис. 19.13. Діаграми роботи D -тригера

на вході D дорівнює нулю значно раніше). Аналогічне перемикання стається в момент часу t_3 , причому одиничний стан виходу Q зберігається і після синхроімпульсу в момент часу t_4 тому, що в цей момент $D = 1$. В момент часу t_5 тригер перекидається в нульовий стан, виконується перенесення сигналу $D = 0$ на вихід Q . Алгоритм функціонування D -тригера наведений в його таблиці перемикань (стовпчик 4 табл. 19.1). Для таблиць перемикань синхронних тригерів прийняті позначення: Q_i, \bar{Q}_{i+1} — стан виходу відповідно до і після надходження синхроімпульсу.

D -тригер широко використовується як елемент пам'яті, а також у складі більше складних пристроїв — лічильників і регістрів, що розглядаються нижче.

JK-тригер — є більш складним універсальним синхронним тригером. Його позначення і таблиця перемикань подані в табл. 19.1. Як витікає з таблиці перемикань, окрім вхідної комбінації $J = 1, K = 1$, в інших випадках JK -тригер функціонує також, як RS -тригер, але з синхронізацією за входом C (тобто, виконує функцію синхронного RS -тригера): з $J = 0$ і $K = 0$ в момент надходження синхроімпульсу стан тригера не змінюється, комбінації $J = 1, K = 0$ і $J = 0, K = 1$ за синхроімпульсом надходять на відповідні виходи тригера. Комбінація $J = 1, K = 1$ для JK -тригера не є забороненою. У цьому випадку на кожний синхро-імпульс тригер перекидається у протилежний стан. (Наприклад, якщо був стан $Q = 1, \bar{Q} = 0$, то після першого синхроімпульсу стає $Q = 0, \bar{Q} = 1$, після наступного — $Q = 1, \bar{Q} = 0$, і т.д.). Такий режим названо *режимом рахування* і JK -тригери в такому режимі використовуються для побудови лічильників.

Тригери всіх розглянутих типів виготовляються в складі серії цифрових мікросхем. При цьому конкретні пристрої набувають особливостей, що не розглядаються у цьому розділі. Наприклад, D -тригер окрім входів D і C може мати інверсні асинхронні входи S і R . Сигналом $S = 0$ (коли $R = 1$) тригер, незалежно від стану інших входів, встановлюється у стан $Q = 1$, а сигналом $R = 0$ (коли $S = 1$) — у стан $Q = 0$. Тобто, цей конкретний тригер виконує функції як D - , так і RS -тригера. Додаткові асинхронні входи S і R використовуються у багатьох пристроях в якості входів для попереднього встановлення стану.

Порівняння пристроїв, що розглядалися у цьому розділі, з логічними елементами і пристроями на їхній основі (але без зворотних

зв'язків) дозволяє у подальшому розгляданні всі цифрові пристрої розподілити на два класи:

— *комбінаційні пристрої* — вихідні функції яких однозначно визначаються входними логічними сигналами в той же момент часу;

— *послідовнісні пристрої* — вихідні функції котрих, окрім входних логічних сигналів, визначаються попереднім станом, а перехід у кожний наступний стан здійснюється в момент надходження спеціального синхроімпульсу

У подальшому ми розглянемо окремо ряд спеціальних комбінаційних і послідовнісних пристроїв, на підставі яких утворюються електронні цифрові обчислювальні машини.

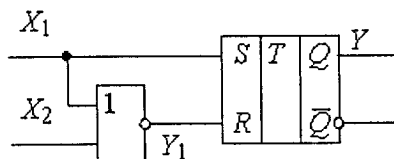


Рис 19.14. Приклад схеми з використанням тригера

Таблиця 19.2 – Таблиця перемикачів

X_1	X_2	R	S	Q	\bar{Q}	Режим
0	0	1	0	0	1	Скидання
1	0	0		1	0	Запис
0	1	0	0	1	0	Зберігання
1	1	0	1	1	0	Запис

Приклад 19.3. Скласти таблицю перемикачів для схеми на рис. 19.14.

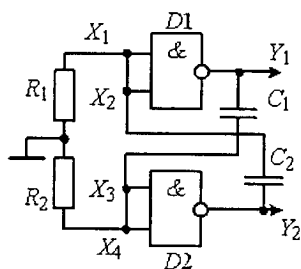
Розв'язання. Визначаємо стан на входах RS -тригера: $R = Y_1 = X_1 \vee X_2$, $S = X_1$. Згідно з цим таблиця перемикачів має вигляд (табл. 19.2.). Заповнюємо спочатку перші три стовпчики згідно з таблицею істинності елемента АБО-НІ. За значеннями R і S згідно з таблицею перемикачів RS -тригера заповнюємо інші стовпчики.

Примітка: ввімкнення логічного елемента на вхід R — тригера дозволяє виключити в схемі заборонений стан тригера.

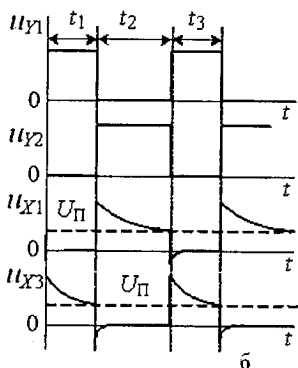
19.5. Генератори імпульсів

Мультивібратор. Широке розповсюдження в якості генератора прямокутних імпульсів знаходять пристрої, що отримали назву — *мультивібратори* (див. п. 18.6). Це автоколивальні пристрої, що періодично змінюють свій стан — перекидаються з "0" в

“1” і навпаки. Схема мультивібратора на елементах 2І-НІ приведена на рис. 19.15, а, часові діаграми роботи — на рис. 19.15, б. За побудовою схема нагадує RS -тригер і використовує зворотні зв'язки з виходу одного з елементів $D1$ і $D2$ на вхід іншого через конденсатори C_1 і C_2 . Входи елементів X_1, X_2 і X_3, X_4 через резистори R_1 і R_2 з'єднані зі спільною точкою (СТ) схеми. Останні утворюють коло заряджання конденсаторів (“+” джерела живлення, C_1, R_2, CT) або (“+”, C_2, R_1, CT) якщо на відповідному виході Y_1 або Y_2 високий рівень напруги — “1” і він з'єднаний з виводом “+” джерела. При перемиканні у стан “0” виходи Y_1 або Y_2 з'єднуються з СТ, утворюючи коло розряджання відповідного конденсатора. Елементи $D1$ і $D2$ знаходяться у протилежних станах $Y_1 = “1”$, $Y_2 = “0”$; коли $X_1 = “0”$, $X_3 = “1”$ і, навпаки, $Y_1 = “0”$, $Y_2 = “1”$; коли $X_1 = “1”$, $X_3 = “0”$. Час знаходження в кожному з станів визначається опором R і ємністю C (сталого часу перезаряджання — $\tau = RC$). При вмиканні живлення схема випадковим чином встановлюється в один із вказаних станів. Припустимо, що це стан, коли $Y_1 = “1”$ (U_{Y1} дорівнює напрузі дже-



а



б

Рис. 19.15. Мультивібратор:

а) схема;

б) діаграми роботи

рела U). Конденсатор C_1 починає заряджатися через R_2 з напруги $U_{C1} = 0$. У подальшому U_{C1} збільшується за експоненціальним законом (стала часу $\tau_1 = R_2 \cdot C_1$). Відповідно напруга на резисторі R_2 (вхід X_3) спочатку дорівнює напрузі джерела $U_{X3} = U$ і в міру заряджання C_1 зменшується.

Таким чином, деякий час t_1 на вході елемента $D2$ утримується високий рівень напруги, що сприймається як $X_3 = “1”$, а на виході $Y_2 = “0”$. Коли U_{X3} стає менша за поріг U_{Π} (рис. 19.15, б), що сприймається як $X_3 = “0”$ елемент $D2$ перекидається у стан $Y_2 = “1”$ і знаходиться у ньому продовж часу t_2 . Встановлення $Y_2 = “1”$ призводить до початку заряджання C_2 через R_1 — процеси аналогічні

заряджанню C_1 (стала часу $\tau_2 = R_1 \cdot C_2$). Одночасно елемент $D1$ перекидається у стан $Y_1 = "0"$, що призводить до розрядження C_1 — струм через R_2 і відповідно напруга U_{X3} змінюють напрямок і поступово зменшуються до нуля. Далі процеси в колі періодично повторюються ($t_3 = t_1$).

Таким чином на виходах кожного з елементів формується імпульсна напруга з частотою, що визначається параметрами відповідних резисторів і конденсаторів. Відношення тривалості інтервалів:

$$t_1 / t_2 = \tau_1 / \tau_2.$$

Кварцовий генератор. Стабільність частоти розглянутих вище і в п.18.6 LC і RC — генераторів невисока. Вона залежить від температурних коефіцієнтів зміни параметрів елементів (R , L , C). Суттєвого підвищення стабільності частоти досягають використанням кварцових резонаторів, що перетворюють енергію електричного поля в енергію механічних коливань пластини з кварцу. Частота коливань визначається власною резонансною частотою коливань пластини. При цьому резонатор являє собою високостабільний коливальний контур з малими втратами енергії. Позначення кварцового резонатора G і схема використання наведені на рис. 19.16. У якості джерела енергії для збудження коливань і їхнього підсилення до необхідного рівня використано відповідний електронний підсилювач (Π).

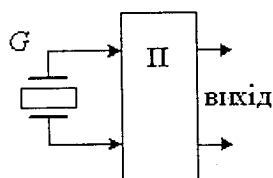


Рис. 19.16. Схема кварцового генератора

19.6. Подання чисел у цифрових пристроях

У цифрових пристроях сигнал має лише два значення — 0 і 1 (низький і високий рівень напруги, вкм./вимкн.), тому числа у таких пристроях можна подати лише у двійковій системі обчислення.

З табл.19.3 слідує, що числам від 0 до 9, що записані звичайними десятковими цифрами 0, 1, 2...9 відповідають двійкові числа від 0 до 1001, тобто числа, що мають чотири двійкових розряди. При цьому згідно з табл.19.3 таким чотирирозрядним двійковим числом можна представити десяткові числа і більші, ніж 9, аж до числа 1111, якому відповідає десяткове число 15.

Двійкові числа можна записати в шістнадцятковій системі обчислювання. У цій системі цифри (правий стовпчик табл.19.3) від 0 до 9 — ті ж, що і в десятковій, а цифри від 10 до 15 відображені першими шістьма літерами латинського алфавіту.

Таблиця 19.3 – Відповідність двійкових, десяткових і шістнадцяткових чисел

Десяткове число	Двійкове число				Шістнадцяткове число
	Розряди				
	$2^3 = 8$	$2^2 = 4$	$2^1 = 2$	$2^0 = 1$	
0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	1
2	0	0	1	0	2
3	0	0	1	1	3
4	0	1	0	0	4
6	0	1	0	1	5
6	0	1	1	0	6
7	0	1	1	1	7
8	1	0	0	0	8
9	1	0	0	1	9
10	1	0	1	0	A
11	1	0	1	1	B
12	1	1	0	0	C
13	1	1	0	1	D
14	1	1	1	0	E
15	1	1	1	1	F

Щоб відрізнити шістнадцяткове число (скорочено Нех — число від слова hexadecimal) від десяткового, наприкінці його пишуть букву Н. Наприклад, 47 — десяткове число, 47Н — шістнадцяткове. Якщо Нех — число починається з букви, то попереду пишуть 0: 0АН, 0СЗН та ін. Аналогічно, наприкінці двійкового числа іноді (якщо є вірогідність сплутати його з десятковим) пишуть букву В (від слова binary): 101 — десяткове число, 101В — двійкове. Переклад чисел з однієї системи в іншу і дії над ними виконуються за

відомими правилами арифметики (користуючись вагою відповідних розрядів).

Наприклад: $347 = 3 \cdot 10^2 + 4 \cdot 10^1 + 7 \cdot 10^0 = 3 \cdot 100 + 4 \cdot 10 + 7 \cdot 1$.

Аналогічно:

$$10101\text{В} = 1 \cdot 2^4 + 0 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 1 \cdot 16 + 0 \cdot 8 + 1 \cdot 4 + 0 \cdot 2 + 1 \cdot 1 = 21;$$

$$135\text{Н} = 1 \cdot 16^2 + 3 \cdot 16^1 + 5 \cdot 16^0 = 256 + 48 + 5 = 309.$$

Двійкове число легко перевести у шістнадцяткове (і навпаки), користуючись наступним правилом: двійкове число розподілюють на частини по чотири розряди, починаючи справа. Якщо крайня частина, що знаходиться ліворуч при цьому стає меншою, ніж чотири розряди, то додають необхідну кількість нулів. Потім кожен частину заміняють шістнадцятковою цифрою згідно з табл.19.3.

Наприклад: $1011010011\text{В} = 10.1101.0011 = 0010.1101.0011 = 2\text{D}3\text{Н}$.

Аналогічно виконується і зворотне перетворення:

$$7\text{САН} = 0111.1100.1010 = 11111001010\text{В}.$$

Десяткове число перекладають у двійкове або шістнадцяткове шляхом ділення на 2 або на 16 відповідно. Наприклад:

$$\begin{array}{r}
 435 \mid 2 \\
 434 \mid 217 \mid 2 \\
 1 \mid 216 \mid 108 \mid 2 \\
 \quad 1 \mid 108 \mid 54 \mid 2 \\
 \quad \quad 0 \mid 54 \mid 27 \mid 2 \\
 \quad \quad \quad 0 \mid 26 \mid 13 \mid 2 \\
 \quad \quad \quad \quad 1 \mid 12 \mid 6 \mid 2 \\
 \quad \quad \quad \quad \quad 1 \mid 6 \mid 3 \mid 2 \\
 \quad \quad \quad \quad \quad \quad 0 \mid 2 \mid 1 \\
 \quad \quad \quad \quad \quad \quad \quad 1
 \end{array}$$

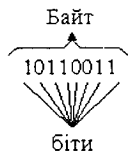
Потім записують, починаючи з останнього добутку, справа наліво, залишки, що отримали від ділення: $435 = 110110011\text{В}$.

Аналогічно:

$$\begin{array}{r}
 435 \mid 16 \\
 432 \mid 27 \mid 16 \\
 3 \mid 16 \mid 1 \\
 \quad 11
 \end{array}$$

У цьому випадку, якщо деякий залишок знаходиться в межах від 10 до 15, його записують шістнадцятковою цифрою згідно з табл.19.3. У даному випадку другий залишок $11 = 0\text{ВН}$, тоді $435 = 1\text{В}3\text{Н}$.

Цифрові системи на основі мікропроцесорів (розділ 20) оперують з двійковими числами, що мають вісім розрядів (або кратним 8 — 16, 24, 32 розряди і т. д.). Таке восьмирозрядне двійкове число названо **байтом**, а кожний розряд байта названо **біт**. Для скорочення запису байт звичайно записують дворозрядним *Hex* — числом: $10110011 = 0B3H$, $011100111 = 67H$ та ін.



Основні дії над двійковими числами

Арифметичні дії над двійковими числами виконуються подібно відповідним діям з десятковими порозрядно (побітно), починаючи з молодшого розряду (біту), що записаний у останній позиції праворуч.

Приклади виконання основних операцій з двійковими числами (операндами A і B), що мають вісім розрядів, подані в табл.19.4.

Додавання ($A + B$) — починаємо з біту 0: $0 + 1 = 1$. Аналогічний результат отримуємо для біту 1: $1 + 0 = 1$. Для біту 2: $1 + 1 = 0$ і отримуємо перенесення 1 у старший розряд (біт 3). Відповідно для біту 3 з урахуванням перенесення:

$(0 + 0) + 1 = 1$. Далі діємо аналогічно і у підсумку отримуємо суму з перенесенням 1 у старший (біт перенесення) розряд.

Віднімання ($A - B$). Оскільки біт 0 операнда B більший ніж у операнда A необхідно запозичити 1 з старшого розряду A (біт 1) при цьому результат дорівнює 1. З урахуванням цього для біту 1 маємо $0 - 0 = 0$. Аналогічні результати отримуємо для бітів 2 – 4, що мають однакові значення. Для бітів 5 і 6 необхідно також запозичувати 1 з старшого розряду.

Аналогічним чином можна виконати множення і ділення. Так при множенні послідовно перемножуємо байт A на біт 0 операнда B , потім на біт 1 і так далі. Надалі для отриманих результатів множень, починаючи з другого, здійснюємо зсув на 1 біт ліворуч і виконуємо їхнє додавання. Очевидно, що в підсумку отримуємо число, що має 16 бітів.

Операції зсуву звичайно виконуються циклічно через біт перенесення. Так при зсуві ліворуч старший розряд через біт перенесення заноситься до молодшого, інші розряди зсовуються на розряд ліворуч.

Зсув ліворуч еквівалентний множенню на 2, що у двійковій формі дорівнює 00000010 , зсув праворуч – відповідно діленню на 2.

Таблиця 19.4 – Основні операції з двійковими числами

Операція	Біт перенесення	Bit7	Bit6	Bit5	Bit4	Bit3	Bit2	Bit1	Bit0
Операнд А		1	0	0	1	0	1	1	0
Операнд В		0	1	1	1	0	1	0	1
Арифметичні операції									
Сума (А+В)	1	0	0	0	0	1	0	1	1
Різниця (А-В)		0	0	1	0	0	0	0	1
Логічні операції									
Логічне додавання OR (АБО)		1	1	1	1	0	1	1	1
Виключне АБО (XOR)		1	1	1	0	0	0	1	1
Логічне множення AND (І)		0	0	0	1	0	1	0	0
Інверсія А-NOT (НІ)		0	1	1	0	1	0	0	1
Спеціальні операції									
Зсув ліворуч (А)	1	0	0	1	0	1	1	0	1
Зсув праворуч (В)	1	1	0	1	1	1	0	1	0

19.7. Типові комбінаційні пристрої

Розглянемо комбінаційні пристрої, що виготовляються у складі серій цифрових ІМС, які найчастіше використовуються при створенні цифрових систем.

Дешифратор — це пристрій, що має n (від 2 до 4) входів і 2^n виходів. Дешифратори перетворюють **двійковий код у позиційний** і бувають таких видів: 2x4, 3x8, 4x10 и 4x16 (наприклад, 2x4 — 2 входи і чотири виходи).

На рис. 19.17 наведено позначення дешифратора 3x8 і його таблиця істинності. З таблиці витікає, що сигнал логічної одиниці формується на тому виході, номер якого подано двійковим числом, що утворюється вхідними сигналами. Наприклад, з вхідною

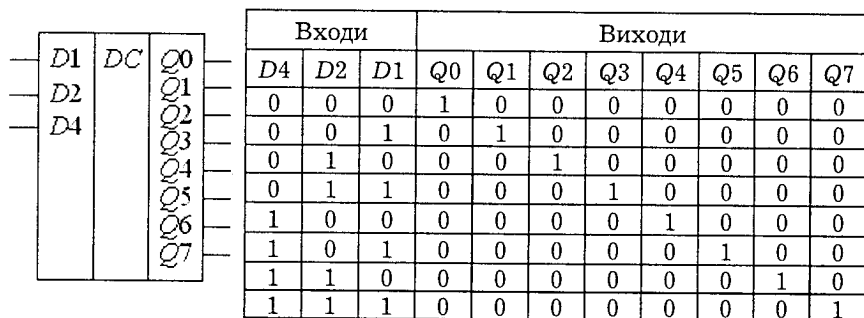


Рис. 19.17. Дешифратор 3x8

комбінацією 101 одиниць є на виході Q5 (тому, що $101_2 = 5$), і т.д. Входи дешифратора звичайно позначають згідно з вагою розрядів двійкового числа (1, 2, 4, ...).

Конкретні дешифратори у складі серій ІМС набувають деяких особливостей: інверсні виходи (замість одиниці на обраному виході є нуль, а на інших — одиниці), наявність спеціальних додаткових входів, що дозволяють роботу схеми і т.д. Дешифратори використовують у схемах індикації, а також у складі складних обчислювальних систем, у тому числі мікропроцесорних, для обирання (адресації) конкретного елемента (комірки пам'яті) та ін. Наприклад: індикатор відображення цифрової інформації — чисел

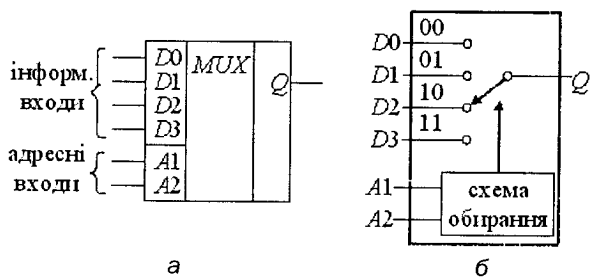


Рис. 19.18. Позначення і спрощена схема мультиплектора

від 0 до 9 має десять вхідів. Висвітлювання відповідної цифри стається з поданням 1 (0) на відповідний вхід. Для керування індикатором двійковий код, що відповідає цифрам, подається крізь

дешифратор 4x10 (скорочений варіант дешифратора 4x16, де виходи 10-15 і відповідні їм вхідні коди не використовуються).

Мультиплексор — це своєрідний електронний перемикач, який має n (1-4) адресних входів, 2^n інформаційні входи і один вихід. При цьому на вихід надходить сигнал з того входу, номер

якого подано двійковим числом на адресних входах. На рис. 19.18 наведено позначення мультиплектора 4×1 (4 входи на 1 вихід) і його спрощена схема, що пояснює роботу пристрою. Так, сигнал з входу D_2 надходить на вихід (стан «перемикача» подано на рис. 19.18, б), якщо на адресних входах є комбінація $10B = 2$ (тобто, « A_2 » = 1, « A_1 » = 0).

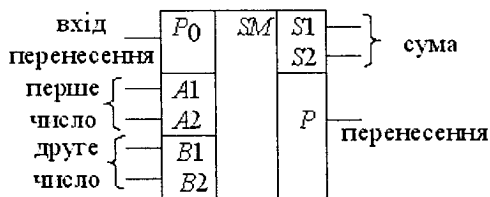


Рис. 19.19. Суматор

Як і дешифратор, мультиплексор використовується в схемах відображення інформації і в складі обчислювальних систем. Наприклад: мультиплексор можна використовувати для послідовного опитування n – комірок пам'яті з наступним передаванням інформації по одній лінії. При цьому в конкретний момент часу інформація зчитується лише з однієї комірки, адреса (номер) якої наведено двійковим числом на адресних входах.

Таблиця 19.5 – Таблиця істинності суматора

ВХОДИ						ВИХОДИ			
десяткові значення	A_1	A_2	десяткові значення	B_1	B_2	десятькове значення	P	S_1	S_2
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	1	0	0	0	1	0	0	1
1	0	1	1	0	1	2	0	1	0
1	0	1	2	1	0	3	0	1	1
3	1	1	1	0	1	4	1	0	0
3	1	1	2	1	0	5	1	0	1
3	1	1	3	1	1	6	1	1	0

Суматор – здійснює складання двох чисел, що наведені у двійковій формі, а також значення на спеціальному вході перенесення (рис. 19.19).

Суматор має входи $A_1 \dots A_n$ для першого числа (звичайно $n = 1 - 4$), $B_1 \dots B_n$ – для другого числа, вхід перенесення P_0 , а також виходи $S_1 \dots S_n$ і вихід перенесення P . Позначення дво-розрядного суматора наведено на рис. 19.19. Скорочена таблиця

істинності для випадку $P_0 = 0$ подана в табл.19.5. Як видно з таблиці, на виходах $S1$ і $S2$ формується двійковий код числа, що дорівнює

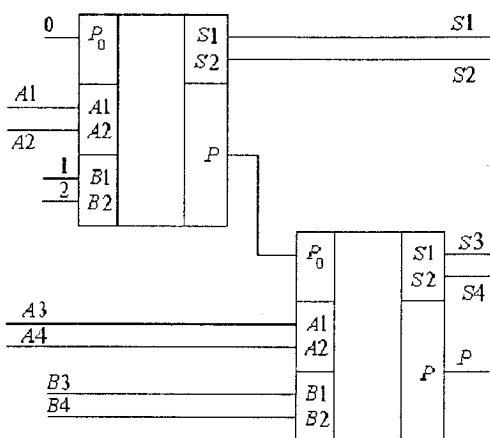


Рис. 19.20. З'єднання суматорів

сумі чисел, які подані двійковими кодами на входах $A1, A2$ і $B1, B2$ відповідно. Якщо сума цих чисел перевищує 3 (11В), то стається перенесення одиниці в третій розряд — розряд перенесення P . Наприклад, сума чисел $2 = 10В$ та $3 = 11В$ дорівнює $5 = 101В$ (шостий рядок таблиці істинності).

Наявність входу перенесення P_0 дозволяє поєднувати суматори для підсумку чисел з більшою

кількістю розрядів. Так, якщо брати два суматора, що аналогічні наведеному на рис. 19.19, і з'єднати вихід P першого з входом P_0 другого, то отримуємо чотирирозрядний суматор (рис. 19.20). На вхід P_0 першого суматора при цьому необхідно подати нуль. Таким способом можна отримати потрібний суматор іншої розрядності.

19.8. Типові послідовнісні пристрої

Окрім комбінаційних, існує і ряд послідовнісних цифрових пристроїв, що є основою цифрових обчислювальних систем. Розглянемо деякі найбільш важливі їхні види.

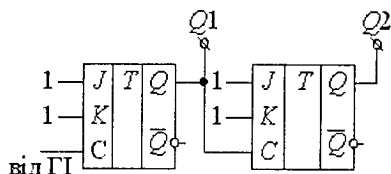


Рис. 19.21. Двійковий дворозрядний лічильник

Лічильник. Цей пристрій має один лічильний вхід і n виходів, на яких формується n -розрядне двійкове число, що дорівнює кількості імпульсів, які надходять на вхід. Лічильник виконується на основі синхронних тригерів. Розглянемо роботу найпростішого

послідовного дворозрядного лічильника на основі JK -тригерів (рис. 19.21). Для переведу тригерів у режим рахування на входи J і K подано 1. Імпульси, що рахуються, подаються на вхід синхронізації першого тригера, вихід якого з'єднано з входом синхронізації другого тригера.

Нехай тригери реагують на негативний синхроімпульс і знаходяться у стані $Q1 = 0$ і $Q2 = 0$. З кожним синхроімпульсом тригери перекидаються у протилежний стан. Так, в момент часу t_1 (рис. 19.22) першим синхроімпульсом (що подано від генератора імпульсів Γ) на виході $Q1$ першого тригера встановлюється рівень $Q1 = 1$.

Другим синхроімпульсом перший тригер встановлюється у стан $Q1 = 0$. Одночасно згідно з сигналом на вході $C = Q1$ другий тригер перемикається у стан $Q2 = 1$. Третій синхроімпульс знову встановлює $Q1 = 1$, а четвертий — $Q1 = 0$, і одночасно $Q2 = 0$, повернувши схему у первісний стан. Четвертим синхроімпульсом лічильник обнулюється і рахування повторюється.

Очевидно, що на виходах пристрою формується двійкове число, що дорівнює кількості синхроімпульсів, що надходять на його вхід. Схема містить лише два тригери, отриманий лічильник фіксує числа від 0 до 3 (від $00B = 0$ до $11B = 3$).

Очевидно, що збільшення розрядності шляхом додавання тригерів відповідно збільшує і ємність лічильника. За допомогою трирозрядного двійкового лічильника можна рахувати до 7, а за допомогою чотирирозрядного — до 15. Так для лічильника натуральних десяткових чисел у двійковому коді для кожного десяткового розряду необхідно чотирирозрядний двійково-десятковий лічильник. Особливість його в тому, що обнулення стається на кожний десятий (а не шістнадцятий) синхроімпульс. Відзначимо, що окрім формування двійкового числа, розглянутий вище лічильник виконує ділення частоти вхідних імпульсів у два (на виході $Q1$) і чотири (на виході $Q2$) рази.

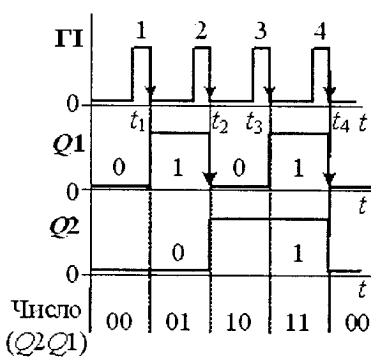


Рис. 19.22. Діаграми роботи лічильника

Лічильники, зазвичай, виготовляють у вигляді завершених пристроїв у складі серій ІМС. Наприклад, на рис. 19.23 показаний чотирирозрядний лічильник (виходи лічильників прийнято позначати вагою відповідних розрядів). Окрім входу C рахування, лічильник має вхід R (скидання). Подавання сигналу $R = 1$ (звичайно з початку рахування) встановлює всі тригери лічильника в нульовий стан. За допомогою спеціальних схем можна виконати рахування, з довільним коефіцієнтом перерахування (що відрізняється від 2^n , де n —кількість тригерів у схемі). Вони широко використовуються в ролі дільників частоти і схемах рахування у різних часозадавальних, обчислювальних та інших пристроях.

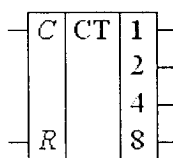


Рис. 19.23.
Чотирирозрядний лічильник

Регістри — це функціональні вузли, що призначені для зберігання інформації, а в деяких випадках — її перетворювання. Існує три види регістрів:

а) Паралельний регістр.

Це найбільш простий вид регістрів (рис. 19.24). Він являє собою n (наприклад, $n = 4$) D -тригерів, входи синхронізації яких з'єднані. Це дозволяє одночасно (за синхроімпульсом, що подано на вхід C) переносити на їхні виходи і зберігати необхідний час (визначається інтервалом до наступного синхроімпульсу) n — розрядне двійкове число, що подано на входи. Таким чином, паралельний регістр — це n — розрядна комірка пам'яті. Паралельні регістри виготовляються на 4–8 розрядів. Паралельний регістр позначається (наприклад, чотирирозрядний) згідно з рис. 19.25, а.

б) Паралельно — послідовний регістр зсуву.

Цей регістр (також виконаний на основі D -тригерів) має n входів для паралельного запису інформації

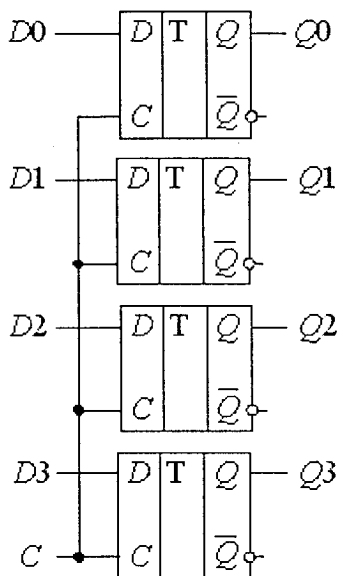


Рис. 19.24. Паралельний регістр

(D_0, D_1, D_2, \dots), вхід синхронізації C , спеціальний вхід керування L і один вихід Q (рис. 19.25, б). Регістр має 2 режими роботи:

1. Режим паралельного запису — коли сигнал $L = 1$. У цьому режимі за синхроімпульсом на вході C інформація з входів D_0 - D_3 (для наведеного на рис. 19.25, б чотирирозрядного регістру), записується в тригери аналогічно паралельному регістру, що розглянуто вище. При цьому стан молодшого розряду D_0 з'являється на виході Q .

2. Режим зсуву. Якщо встановити на вході керування стан $L = 0$ і подавати синхроімпульси на вхід C , то на вихід Q по чергово надходять записані раніше у режимі запису стани входів D_1, D_2 і D_3 . Наприклад, якщо було записано (з $L = 1$) число $D_3 D_2 D_1 D_0 = 1011$,

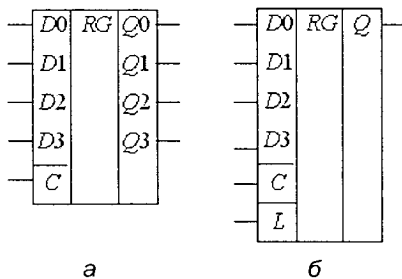


Рис. 19.25. Позначення регістрів

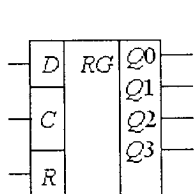
то після встановлення $L = 0$ на виході по чергово встановлюються: 1 (значення молодшого розряду, що встановлюється із записом), після першого синхроімпульсу — 1, після другого — 0, після третього — 1. Із подальшим подаванням синхроімпульсів, у залежності від конкретного типу регістра, стани на виході повторюються (тобто знову 1, 1, 0, 1 і т.д.) — циклічний зсув за колом, або дорівнюють 0.

Таким чином, розглянутий регістр, окрім збереження інформації, виконує її перетворювання з паралельної форми в послідовну. Такі пристрої часто використовуються в системах передавання цифрової інформації на відстані тому, що це дозволяє зменшити кількість з'єднувальних проводів.

в) Послідовно-паралельний регістр зсуву.

Цей регістр виконує зворотне перетворювання цифрової інформації — з послідовної форми в паралельну (рис. 19.26.). Він має один інформаційний вхід D , вхід синхронізації C , n виходів (у даному випадку — 4) і вхід скидання R . Таблиця перемикачів такого регістра наведена на рис. 19.26.

Працює регістр таким чином. Нехай всі тригери регістра обнулені (подавання короткочасного сигналу $R = 1$). Першим синхроімпульсом стан сигналу на вході D записується в старший (Q_3) розряд. Другим синхроімпульсом цей стан зсувається з розряду



Таблиця перемикань

№ CI	Q3	Q2	Q1	Q0
0	0	0	0	0
1	D1	0	0	0
2	D2	D1	0	0
3	D3	D2	D1	0
4	D4	D3	D2	D1

Рис. 19.26. Послідовно-паралельний регістр зсуву

імпульси на їхні входи C, то обране за приклад число 1011 через 4 такти встановлюється на виходах розглянутого регістра. Цей регістр використовується також в системах передавання інформації і в інших випадках, коли необхідне перетворення інформації з послідовної форми в паралельну.

19.9. Цифро-аналогові і аналого-цифрові перетворювачі

На основі пристроїв, що розглядалися в п. 19.7 і 19.8, можна створити цифрову систему опрацювання інформації, що вирішує достатньо складні завдання, зокрема, цифрові керуючі машини, цифрові вимірювальні прилади і т.д. В цих випадках виникає необхідність перетворення аналогових величин (напруги, струму та ін.) у цифровий код, частіше за все у двійковий, і навпаки. Ці завдання виконують *аналого-цифрові (АЦП)* і *цифро-аналогові (ЦАП) перетворювачі*.

Цифро-аналоговий (ЦАП) перетворювач. Схема найпростішого ЦАП наведена на рис. 19.27, а. Якщо припустити, що рівень

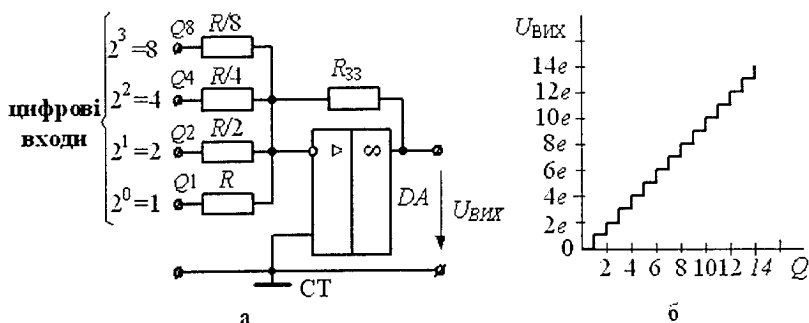


Рис. 19.27. Цифро-аналоговий перетворювач

Q3 в розряд Q2 (стан Q2 в Q1, Q1 в Q0), а нове значення з входу D знову записується в розряд Q3 і т.д. Якщо, наприклад, поєднати лінією зв'язку вихід регістра, що розглядався в п.б, з входом даного регістра і синхронно подавати

логічної 1, що подано на всі цифрові входи, однаковий і дорівнює E , а рівень логічного нуля дорівнює 0, то на виході операційного підсилювача є напруга:

$$U_{\text{ВИХ}} = E \cdot (R_{33}/R) \cdot (8 \cdot Q_8 + 4 \cdot Q_4 + 2 \cdot Q_2 + 1 \cdot Q_1), \quad (19.5)$$

де Q_8, Q_4, Q_2, Q_1 — значення цифрового коду (0 або 1) на входах 8, 4, 2, 1.

З (19.5) витікає, що із зміною числа на цифрових входах від 0000В (0) до 1111В (15) напруга на виході системи змінюється від $U_{\text{ВИХ}} = 0$ до $U_{\text{ВИХ}} = 15 \cdot E(R_{33}/R) = 15e$ з дискретністю $E(R_{33}/R) = e$. Сказане пояснюється діаграмою рис. 19.27, б, що відображає залежність (19.5).

Очевидно, що чим більше вхідних розрядів має ЦАП, тим менша дискретність перетворення e , і тим вища точність перетворення. ЦАП, що виготовляють, мають 10...12 вхідних цифрових розрядів, а також ряд спеціальних схемних рішень, що забезпечують високу точність перетворення.

Аналого-цифровий (АЦП) перетворювач. Один з принципів побудови АЦП проілюструємо пристроєм, схема якого наведена на рис. 19.28, а. АЦП містить генератор імпульсів ГІ, елемент І, двійковий лічильник, ЦАП і компаратор К. Працює пристрій таким чином.

В первісному стані лічильник обнулений (що здійснюється за входом скидання R), внаслідок чого на виході ЦАП напруга дорівнює нулю. З подаванням на неінвертувальний вхід компаратора К напруги $U_{\text{ВХ}}$, величину якої необхідно перетворити у двійковий код, на його виході встановлюється рівень лог.1, що тим самим дозволяє проходження імпульсів від ГІ на вхід лічильника

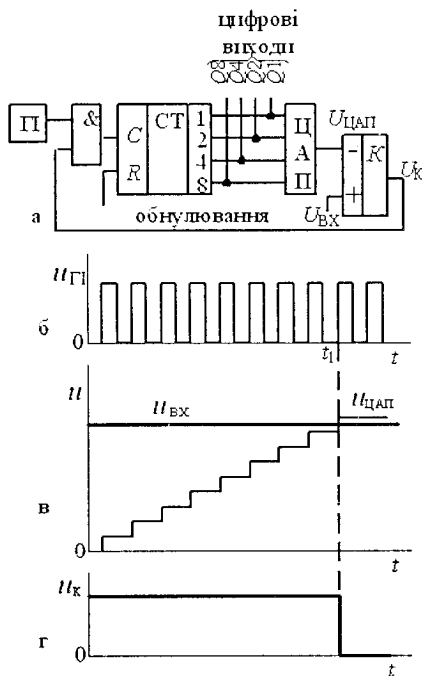


Рис. 19.28. Аналого-цифровий перетворювач

крізь елемент І. Код на його виходах при цьому починає збільшуватись (0000, 0001, 0010 і т.д.). Тому, що виходи лічильника підключено до входів ЦАП, напруга на виході останнього починає зростати згідно з рис. 19.28, в до тих пір, доки в момент t_1 не стає більшою ніж $U_{вх}$. Тому, що цю напругу подано на інвертувальний вхід компаратора, на його виході встановлюється рівень логічного 0 (рис. 19.28, г). Цей рівень, що поданий на один з входів елемента І, встановлює логічний 0 на його виході і цим зупиняє подавання імпульсів від ГІ на вхід лічильника. При цьому на виходах лічильника (виходи АЦП) встановлюється код, що відповідає рівню вхідної напруги (у прикладі, наведеному на рис. 19.28, рахування припиняється після дев'ятого імпульсу від ГІ, тобто на виходах є $9 = 1001В$).

З діаграм (рис. 19.28, в, г) видно, що процес перетворення займає деякий час і здійснюється з деякою похибкою. Прискорити процес перетворення можна, якщо підвищити частоту подавання імпульсів ГІ, а підвищити точність — збільшенням розрядності лічильника і ЦАП.

Промислові АЦП мають від 8 до 20 розрядів і досить короткий час перетворення.

Запитання для самоконтролю

1. В чому полягають переваги цифрового способу подання і опрацювання інформації у порівнянні з аналоговим?
2. Для чого використовується ключовий підсилювач?
3. Поясніть сенс логічних операцій НІ, І, АБО.
4. Що таке таблиця істинності?
5. Наведіть приклади асинхронного і синхронного тригерів. Чому їх так названо?
6. Чому в цифрових електронних пристроях використовують двійкову і шістнадцяткову системи числення?
7. Назвіть основні види комбінаційних і послідовнісних пристроїв і скорочено дайте характеристику функцій, що ними виконуються.
8. В чому різниця між комбінаційними і послідовнісними пристроями?
9. Для чого використовують цифро-аналогові і аналого-цифрові перетворювачі?
10. Поясніть принципи побудови ЦАП і АЦП.

20. МІКРОПРОЦЕСОРНА ТЕХНІКА

Створені в процесі розвитку мікроелектроніки й обчислювальної техніки спеціалізовані програмовані великі інтегральні мікросхеми (ВІС) — *мікропроцесори (МП)* — спричинили якісний стрибок щодо створення контролюючих, керуючих і обробляючих систем з **мікро-ЕОМ**, що безпосередньо вбудовуються в прилади, машини, технологічне обладнання і процеси. Це застосування мікро-ЕОМ дозволяє досягнути значного підвищення рівня автоматизації технологічних процесів, зростання продуктивності, економії сировини, матеріалів і енергії.

Масовий випуск порівняно недорогих мікропроцесорних наборів ВІС, проста перебудова і висока точність цифрових засобів обробки інформації дозволили створити високоефективні спеціалізовані мікро-ЕОМ для систем промислової автоматики, зв'язку, керування технологічними процесами тощо. Їхня спеціалізація в основному забезпечується застосуванням відповідних програм.

В теперішній час випускається велика кількість типів мікро-ЕОМ з різноманітними функціональними можливостями і вартістю для найрізноманітніших застосувань, починаючи від окремих спеціалізованих приладів до систем автоматизованого управління (АСУ) технологічними об'єктами. Охопити усі їх неможливо. В багатьох випадках для керування простими технологічними об'єктами, побутовими приладами достатньо порівняно простої мікро-ЕОМ з невеликим обсягом пам'яті і спрощеними пристроями обміну інформацією з користувачем. В останній час вони частіше виробляються на одному кристалі у вигляді єдиної мікросхеми. *Такі спеціалізовані мікро-ЕОМ називаються мікро-контролерами, що програмуються, або просто мікроконтролерами (МК).*

Ще в більшій мірі це стосується сучасної людини у звичайному житті. Мікропроцесорні системи оточують його з народження, починаючи з іграшок, телефону, калькулятора до найрізноманітніших побутових пристроїв.

Незважаючи на різноманіття, можна виділити загальні принципи в апаратній побудові і програмуванні, особливості для різних застосувань, що стисло (на рівні користувача) розглядаються в цьому підручнику.

20.1. Структурна схема мікропроцесора

Структурна схема МП (архітектура МП) дає можливість наочно розглянути його роботу щодо виконання двох основних функцій: обробки і маніпулювання даними. Загальна структура 8-розрядного МП наведена на рис. 20.1.

Арифметико-логічний пристрій (АЛП). АЛП виконує функцію обробки даних і має два *вхідних порти*, позначених як «входи», і один *вихідний порт* — «вихід» (*порт* — *схема, куди надходить ввідна або вивідна інформація*). Призначення вхідного порту — введення «слова» даних в АЛП, а вихідного порту — вивід такого «слова». Обидва вхідних порти обладнані регістрами тимчасового зберігання даних (*буферні регістри*). Два вхідних порти дозволяють АЛП приймати дані з внутрішньої шини даних МП і зі спеціального регістра, названого *акумулятором*

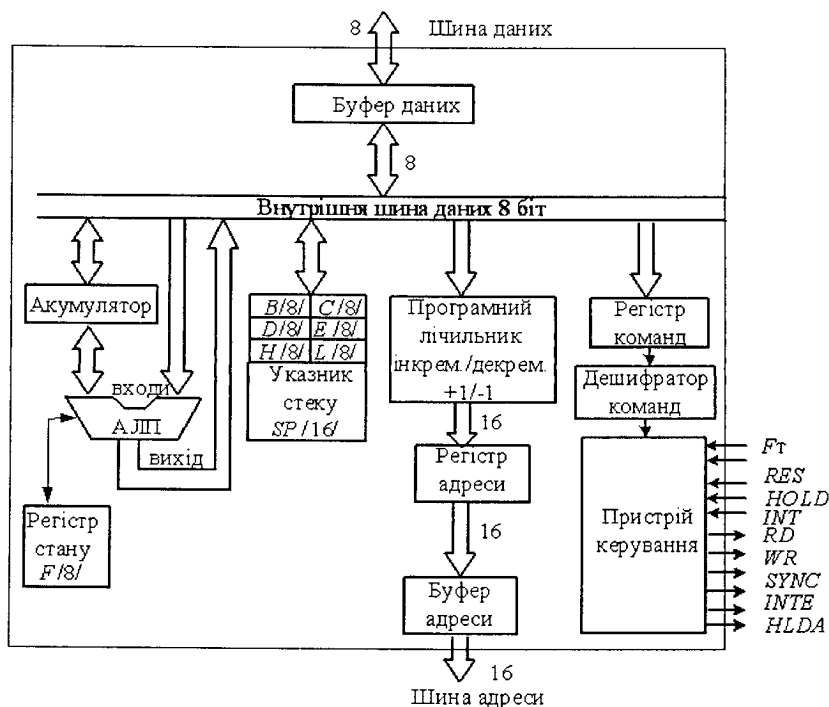


Рис. 20.1. Структурна схема 8-розрядного МП

(робочим регістром). Вихідний порт надає АЛП можливість пересилати “слово” даних в акумулятор або на шину даних.

АЛП оперує одним або двома словами в залежності від операції, що виконується. Наприклад, для додавання вимагаються два слова даних і цю операцію АЛП виконує, користуючись обома вхідними портами. А при інвертуванні слова даних АЛП обмежується одним вхідним портом. До типових функцій, що виконуються АЛП, відносяться: арифметичні додавання (*Add*) та віднімання (*Subtract*), логічні І (*AND*), АБО (*OR*), виключне АБО (*XOR*), інверсія (*Not*), порівняння (*Compare*), позитивне прирощення на одиницю (*Increment*) і негативне прирощення (*Decrement*), зсув даних на розряд праворуч або ліворуч.

Регістри МП. Регістри призначені для тимчасового зберігання одного слова даних і на відзнаку від комірок зовнішньої пам'яті вибираються конкретною командою. Окремі регістри мають спеціальне призначення (*РСП*), інші — багатоцільове і називаються *регістрами загального призначення (РЗП)* і можуть використовуватися програмістом на його розсуд. Кількість і призначення регістрів конкретного МП залежить від його архітектури.

Акумулятор (робочий регістр) — основний регістр МП. Він застосовується при різноманітних маніпуляціях з даними та має 8 розрядів. Будь-яка з операцій над двома словами даних (*операндами*) передбачає розміщення одного з них в акумуляторі, а іншого в пам'яті або ще в якому-небудь регістрі. Результат операції АЛП теж звичайно міститься в акумуляторі. Так, при додаванні двох операндів A і B , розташованих відповідно в акумуляторі і пам'яті, результат $C = A + B$ завантажується в акумулятор, а його вхідний вміст втрачається.

Виконання операції «програмована передача даних» також здійснюється з використанням акумулятора (рис. 20.2): спочатку дані пересилаються (копіюються) з джерела до акумулятора, а

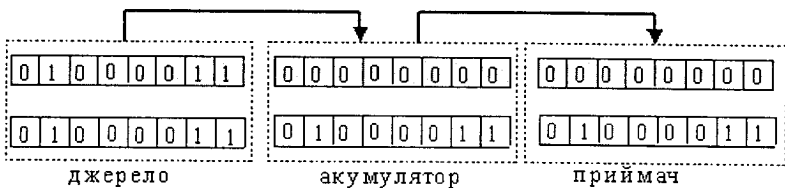


Рис. 20.2. Програмована передача даних

після цього з акумулятора – до пункту призначення (приймач). На рис. 20.2 стан до здійснення операції виділено темним кольором.

МП може виконувати деякі дії над даними безпосередньо в акумуляторі. Наприклад, акумулятор можна очистити шляхом запису 0 у всі його розряди, встановити в стан 1 шляхом запису одиниць до всіх розрядів. Вміст акумулятора можна зсувати на розряд ліворуч або праворуч, одержувати його інвертоване значення, а також виконувати інші операції.

Регістри загального призначення (РЗП) – це восьмирозрядні регістри, що надані у розпорядження користувача. Розглядуваний МП має декілька регістрів загального призначення: *B*, *C*, *D*, *E*, *H*, *L*. При цьому регістри *B* і *C*, *D* і *E*, *H* і *L* можуть об'єднуватися, створюючи регістрові пари *BC*, *DE* і *HL*, еквівалентні одному шістнадцятирозрядному регістру.

Шістнадцятирозрядний регістр *SP* – указник стеку. За допомогою цього регістра організуються спеціальні звернення МП до пам'яті, що розглянуті нижче (п. 20.4).

Шістнадцятирозрядний лічильник команд (програмний лічильник – ПЛ) – це один з найбільш важливих регістрів МП. Для коректного виконання команди повинні надходити у визначеному порядку. На ПЛ лежить відповідальність стежити за тим, яка команда виконується, а яка підлягає виконанню наступною. Кількість розрядів лічильника команд дорівнює 16, чим забезпечується можливість звернення на будь-яку адресу від 0 до 65535, де може знаходитися інформація про той чи інший крок програми – програма може початися і закінчитися в будь-якому місці.

Шістнадцятирозрядний регістр адреси. При кожному зверненні до пам'яті мікро-ЕОМ *регістр адреси* містить двійкове число, що вказує конкретну комірку пам'яті, що підлягає використанню МП. Вихід цього регістру має буфер (*буфер адреси*) і утворює *шину адреси* (ША).

Регістр стану (ознак) – спеціальний регістр, окремі біти якого встановлюються в 0 або 1 в залежності від результату дій, що виконує АЛП.

Найбільш важливими і часто застосовуваними є біти – ознаки нуля (ознака *Z*) і переносу (ознака *C*). Перенос може виникнути, якщо в результаті дії (наприклад, додавання) отримано число,

більше $11111111 = 0FFH = 255$ (двійкове, шістнадцяткове та десятичне подання).

При цьому: $Z = 1$, якщо в результаті дій отримано 0 (відповідно $Z = 0$, якщо результат не дорівнює нулю).

$C = 1$, якщо в результаті дій (наприклад, додавання) виник перенос. Тобто, ознака C — фактично дев'ятий розряд акумулятора.

Багато МП володіють додатковими розрядами стану, застосування яких не «стандартизовано» (див. п. 20.8).

Регістр команд — спеціальний восьмирозрядний регістр, в який поміщується код поточної команди (звичайно, він витягається з чергової комірки пам'яті). Ця функція реалізується МП автоматично з початком циклу вибірка-виконання, який називається також *машинним циклом*.

Дешифратор команд — логічна схема, що розпізнає двійковий код команди і формує відповідні сигнали для пристрою керування.

Пристрій керування — цифровий логічний автомат, що формує сигнали керування внутрішніми вузлами мікропроцесора (для спрощення лінії зв'язку з ними на рис. 20.1 не показані), а також зовнішніми пристроями за сигналами від дешифратора команд і внутрішніх вузлів мікро-ЕОМ.

Пристрій керування (ПК) має декілька входів і виходів, сигнали на яких утворюють шину керування мікро-ЕОМ. Це наступні основні сигнали:

F_t — вхід тактових (синхро) імпульсів, що забезпечують синхронізацію роботи внутрішніх вузлів МП від зовнішнього генератора — відповідно цим імпульсам здійснюється машинний цикл МП: вибірка — виконання команди. У якості джерела тактових імпульсів звичайно використовується зовнішній кварцовий або інший генератор;

RES — вхід “скидання”. При поданні імпульсу на цей вхід всі вузли мікро-процесора встановлюються у вихідний стан, і він автоматично починає виконання програми з читання команди, записаної в комірку пам'яті з адресою $0000H$;

RD, WR — виходи “читання” і “запис” відповідно. Подачею імпульсів на ці виходи, що підключені до однойменних входів відповідних комірок пам'яті або зовнішніх приладів, МП ініціює їх для відповідного обміну інформацією;

INT – вхід, *INTE* – вихід – відповідно запит і підтвердження переривання. Наявність цих сигналів дозволяє апаратним (а не програмним) засобом змінити порядок виконання програми. Детальніше функціонування системи переривання розглядається нижче;

HOLD – вхід, *HLDA* – вихід – відповідно запит і підтвердження звільнення шин. Ці сигнали дозволяють при необхідності (наприклад, при організації прямого доступу в пам'ять, минаючи процесор) відключити МП від шин мікро-ЕОМ.

Внутрішня шина даних (ШД) має 8 розрядів і з'єднує між собою АЛП і реєстри, здійснюючи передачу даних всередині МП. Кожний блок МП завжди підключений до внутрішньої шини даних, однак скористуватися нею може тільки після отримання відповідного сигналу від схем керування.

Майже всі функціональні вузли МП мають двосторонній зв'язок з внутрішньою шиною даних, тобто вони можуть і посилати дані на шину, і приймати з неї дані. Внутрішня шина даних являє собою лінію двостороннього зв'язку, має буфер для підключення зовнішніх пристроїв.

Буфери – підсилювачі сигналів шин. Ці вузли підсилюють сигнали з шин, здійснюють за сигналами від пристрою керування вибір напрямку передавання інформації або перемикають виходи шин МП в *Z*-стан (в режимі звільнення шин – виходи відключені).

У відповідності з розглянутою структурою цикл виконання команди мікропроцесором здійснюється наступним чином:

а) після скидання МП встановлює на ША адресу 0000H – це повинна бути комірка пам'яті з кодом першої команди програми, і за сигналом RD зчитує з цієї комірки її вміст – код команди (копія) розміщується на внутрішній ШД;

б) цей код по ШД заноситься в реєстр команд і на цьому завершується підцикл вибірки команди;

в) після цього починається підцикл виконання команди, під час якого вміст реєстру команд за допомогою дешифратора команд і пристрою керування перетворюється в послідовність дій, що здійснюються внутрішніми вузлами МП з виконання заданої команди. При цьому МП може зчитувати і записувати дані в пам'ять і зовнішні пристрої, здійснювати арифметичні і логічні операції, і т.п.;

г) після виконання команди зміст лічильника – регістра адреси автоматично збільшується на одиницю, МП зчитує зміст пам'яті за цією новою адресою (це повинен бути код наступної команди), і далі процеси протікають аналогічно тому, що розглянуте в п. а і б.

Такий порядок виконання програми може бути змінений як програмно, так і апаратно (шляхом подачі імпульсу запиту на переривання на вхід *INT*). Більш докладно ці особливості розглядаються нижче в п. 20.4.

20.2. Типова структура мікропроцесорної системи

МП може функціонувати тільки спільно з іншими складовими частинами системи і розглядати МП у відриві від них не можна. Стосовно до гіпотетичного варіанту керування технологічним об'єктом (ТО) мікропроцесорна система (МПС) має вигляд у відповідності з рис. 20.3.

Схема містить в собі елементи, що стосуються ТО: виконавчі пристрої, керування якими здійснюється відповідними електричними апаратами (контактори, реле тощо), пристрій сполуки (ПС),

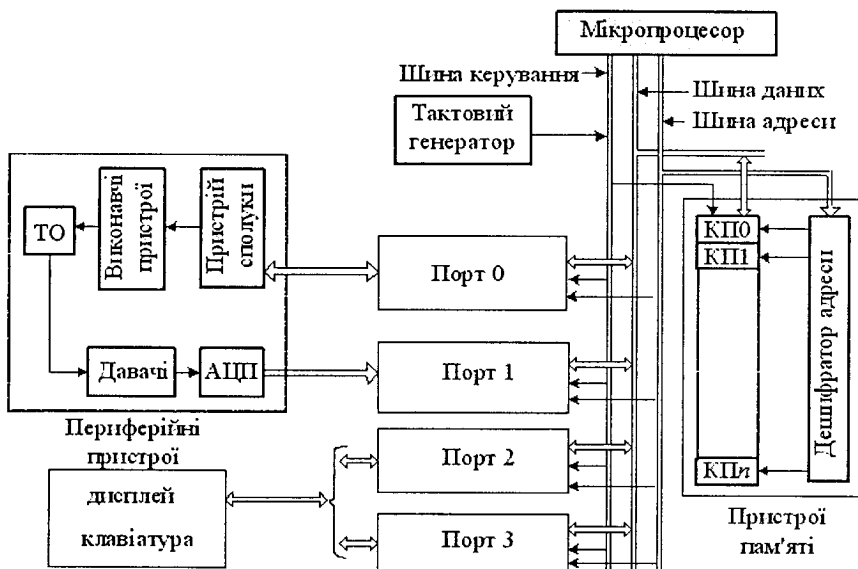


Рис. 20.3. Структурна схема мікропроцесорної системи

давачі параметрів ТО, аналогово-цифровий перетворювач (АЦП). ПС необхідний для підсилення сигналів керування до необхідного рівня, АЦП — для перетворення сигналів з виходу давачів у цифровий вигляд.

Для діалогу користувача з МП використовують зовнішні, так звані, периферійні прилади (дисплей, клавіатура).

Для функціонування системи необхідні також тактовий генератор, що забезпечує синхронізацію роботи системи у часі, пристрої пам'яті, пристрій вводу-виходу (порти 0–3).

Пристрої пам'яті (ПП) містять у собі постійний запам'ятовуючий пристрій (ПЗП) і оперативний запам'ятовуючий пристрій (ОЗП).

В ПЗП, як правило, записується (виготовлювачем) програма ініціалізації МПС (дії, що виконуються автоматично при вмиканні і забезпечують діалог з користувачем, а також роботу пристроїв вводу — виводу інформації). Інформація в ПЗП зберігається постійно і незалежно від того, ввімкнутий прилад чи ні — її можна лише зчитувати.

ОЗП призначений для зберігання програм і даних користувача, а також проміжних результатів обчислень. Інформація в ОЗП може записуватися і зчитуватися. При вимкненні живлення інформація в ОЗП втрачається. Пам'ять звичайно з'єднана з МП трьома шинами: *адреси, даних і керування*.

Код, що надходить по шині адреси, використовується для ідентифікації областей пам'яті або приладів, з якими МП необхідний зв'язок. Інформація по шині адреси передається лише в одному напрямку з МП.

По шині даних в будь-який момент часу передається одне слово даних в МП або у зворотному напрямку. На відзнаку від адресних ліній, лінії даних є двонаправленими. За цими лініями передаються слова даних з внутрішньої шини МП до пам'яті, або — до блоку вводу-виводу, або — у зворотному напрямку.

Лінії керування (шина керування) дозволяють МП керувати роботою зовнішніх пристроїв або контролювати роботу останніх. За допомогою цих ліній МП повідомляє зовнішнім пристроям, коли подавати дані на шину даних або коли одержувати їх з шини. Завдяки сигналам, що надходять по лініях керування, передача даних відбувається в належному порядку і напрямку.

Кожне слово у ПП розміщується в окремій комірці пам'яті (КП), яка має свій індивідуальний номер — адресу. Адреса (двійкове число) — з'являється на ША і перетворюється *дешифратором адреси* у сигнал, що ініціює відповідну КП до обміну даними з МП згідно сигналам «Читання пам'яті» або «Запис в пам'ять» на шині керування. Ці сигнали інформують МП про необхідність подавання даних на відповідну шину або отримання даних з шини для запису у вибрану область пам'яті. При запису даних до пам'яті попередній вміст відповідної КП стирається і замінюється інформацією, що записується. Читання даних із пам'яті (точніше — копіювання) не змінює вміст області, де вони знаходяться.

Пристрої вводу-виводу МПС включають в собі *порти вводу-виводу* з певними номерами 0, 1 тощо. В даній схемі порти 0 і 1 використовуються для передавання сигналів керування ТО і інформації про його стан. Порти 2 і 3 — відповідно для обміну даними з периферійними пристроями. Кожний порт (рис. 20.4) має вісім двонаправлених (вхідних/вихідних) ліній, що можуть програмуватись на ввід або вивід окремо або разом. Також порт є з'єднаним з шинами адреси і керування.



Рис. 20.4. Порт вводу-виводу

Для настройки використовується спеціальний керуючий регістр (КР) — куди задалегідь записується певний код. Стан кожної лінії вводу/виводу зберігається у буфері — регістрі даних. Кожний з регістрів має свою адресу. При читанні порту вхідні дані з регістра даних подаються на шину даних. Після цього МП поміщує ці дані в акумулятор тощо.

У разі виводу інформації байт даних, наявних на шині даних МПС, записується в буфер даних порту, що адресується. Ці дані буфер зберігає для можливого їхнього використання зовнішніми пристроями. Дані зберігаються до наступного звернення до цього порту або до часу, доки не відключать живлення мікро-ЕОМ. Вказані порти є *портами паралельного вводу-виводу*, оскільки дані передаються одночасно за восьми лініями (паралельно).

При *послідовному ввіді-виводі* відповідний послідовний порт передає/приймає дані послідовно біт за бітом, для чого

використовується лише одна лінія. Послідовний порт вводу-виводу використовується, коли виникає необхідність передавати дані на великі відстані. У пункті приймання здійснюється зворотне перетворення послідовного коду в паралельний. Докладніше це розглянуто у п. 20.6.

У відповідності з розглянутою структурою, в найбільш загальному поданні, МПС працює наступним чином: згідно з програмою, що записана в пристроях пам'яті, мікропроцесор здійснює операції над даними, забезпечує обмін інформацією між своїми внутрішніми вузлами, пристроєм пам'яті і зовнішніми об'єктами, використовуючи пристрої вводу-виводу. Інформація пересилається по шині даних, причому мікропроцесор заздалегідь встановлює на шині адреси адреси комірки пам'яті або зовнішнього пристрою, з яким в даний момент часу здійснюється обмін, ініціюючи процес обміну сигналами "читання" або "запис", що пересилаються по шині керування.

20.3. Основи програмування мікропроцесорів

20.3.1. Вступ у програмування

Для програмування роботи обчислювальної машини потрібен *опис процесу розв'язання задачі з урахуванням можливостей машини*. Опис процесу розв'язання задачі таким чином, щоб її могла виконати обчислювальна машина, є основною частиною того, що називають *програмуванням*. Результат такого опису рішення задачі іменують *алгоритмом*.

Розглянемо приклад. Треба «очистити» перші чотири тисячі комірок пам'яті, тобто присвоїти нульове значення кожному біту цих комірок. Для рішення цієї задачі необхідно використати можливості, які надає МП для маніпулювання даними:

— завантажувати до суміжних областей пам'яті слова, що складаються з двійкових нулів;

— у якості «джерела» цих слів використовуємо акумулятор МП. Словесний опис алгоритму рішення цієї задачі виглядає наступним чином:

1. Присвоїти нульове значення вмісту усіх розрядів акумулятора.

2. Встановити вміст регістра адреси пам'яті рівним адресі першої області пам'яті.

3. Записати копію вмісту акумулятора в область пам'яті, що адресується регістром адреси пам'яті.

4. Встановити вміст регістра адреси пам'яті рівним адресі наступної області пам'яті.

5. Перевірити, дорівнює чи ні вміст регістра адреси пам'яті числу 4001.

6. Якщо дорівнює, то операції припинити; в противному випадку перейти до виконання п. 3.

З опису алгоритму слідує, що операції тривають до того часу, доки не будуть записані нулі у всі чотири тисячі областей пам'яті. Як тільки вміст регістра адреси пам'яті стає рівним 4001, виконання програми закінчується.

Таким чином, виходячи з постанови задачі, отриманий словесний опис алгоритму.

Блок-схема алгоритму допомагає користувачу наочно уявити роботу програми. Аналізуючи блок-схему, можна з'ясувати, як різноманітні вхідні дані впливають на остаточний результат.

Блок-схема алгоритму складається з окремих блоків. Розрізняють чотири основні типи блоків, кожний з яких має один або декілька входів і один або декілька виходів (рис. 20.5). Стрілками позначають направлення ходу обчислень. Блок у формі прямокутника символізує виконання будь-яких операцій з обробки даних; текст всередині блока є стислим описом цього процесу обробки (рис. 20.5, б). Наприклад, якщо в блок-схемі алгоритму міститься блок «очистка акумулятора» або « $A = 0$ », то це означає, що на даному етапі роботи акумулятор повинен бути очищений. Для виконання цієї операції МП використовує одну команду. В інших випадках блок може включати операцію, для виконання якої МП використовує декілька команд.

Блок, який має форму ромба (рис. 20.5, в), використовується для символічного позначення перевірки виконання будь-якої умови з метою прийняття рішення про напрямок подальшого процесу обчислень. Всередині блока описується умова, що підлягає перевірці в тій точці схеми алгоритму, де міститься даний блок. Можливі результати перевірки вказуються на виходах — лініях, що виходять з блока.

Наприклад, блок-схема алгоритму містить блок з умовою « $A = 4001$ ». Можливі тільки два результати перевірки: змінна A

або дорівнює 4001, або не дорівнює. В першому випадку виконання алгоритму триває в напрямку, що вказується стрілкою з написом «так», в другому випадку за стрілкою з написом «ні». Для проведення подібної перевірки потрібне використання декількох команд МП. Однак можливі і більш прості операції перевірки тієї або іншої умови, що реалізуються однією командою.

Блок овальної форми використовується для символічної позначки початку або кінця алгоритму (рис. 20.5, а). Текст всередині

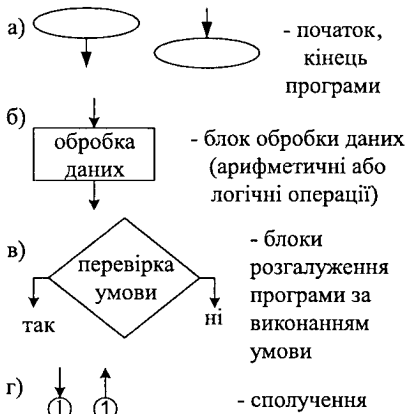


Рис. 20.5. Основні елементи блок-схем

блоку, як правило, складається з одного слова — «початок» або «кінець».

У тих випадках, коли необхідно «розірвати» лінію потоку обчислень, що йде від одного блока до іншого, застосовуються так звані з'єднувачі у вигляді кола з цифрою або літерою всередині нього (рис. 20.5, г). Найявніший іншого ідентичного з'єднувача (з тією же цифрою або літерою) означає, що перервана в місці розташування першого з'єднувача лінія триває з того місця, де знаходиться другий подібний з'єднувач. Використання з'єднувачів спрощує зовнішній вигляд блок-схеми алгоритму, що дозволяє уникнути перехрещення ліній і дає можливість розміщувати блок-схему алгоритму на декількох сторінках і т.п.

Підпрограма — це частина програми, що використовується в процесі виконання програми декілька разів. Текст підпрограми записується програмістом тільки один раз. Для використання підпрограми достатньо вказати в програмі відповідну команду виклику (звернення до підпрограми), що адресується до області пам'яті, де розміщена підпрограма. Звичайно, для цих цілей застосовують спеціальні команди виклику підпрограм CALL, що не тільки ініціюють виконання підпрограм, але і спонукають МП запам'ятовувати стан програми в момент звернення до підпрограми. В результаті виклику підпрограми їй передається керування з метою покрокового виконання операцій, що містяться в ній. Останньою

командою, що виконується підпрограмою, як правило, є, так звана, *команда повернення* RETURN, що передає керування назад основній програмі, змушуючи її продовжити виконання з тієї команди, що безпосередньо слідує за командою виклику підпрограми.

20.3.2. Основні типи команд і їхнє застосування

Команда МП — це двійкове слово, що змушує МП виконувати певні дії.

Команда МП повинна містити наступну інформацію:

- повідомляти МП, що робити (виконувати додавання, очистку, пересилання, зсув і т.п.);
- вказувати адресу, тобто місцеположення даних, що обробляються.

Наприклад, команди можуть інформувати МП про наступне: додати до вмісту акумулятора копію вмісту деякої області пам'яті, очистити акумулятор, перемістити дані з регістра А до регістра В, виконати зсув вмісту акумулятора і т.п. З наведених прикладів команд слідує, що МП одержує від команди інформацію не тільки про те, що робити, але і про те, де знаходяться дані — об'єкти маніпулювання.

Команда складається з *коду операції (КОП)* і *адреси*. Код операції повідомляє МП, що робити; адреса вказує місцеположення даних, що беруть участь в операції. Якщо довжина команди складає два або три слова, то перше з них — це код операції, а друге і третє — адреси.

Однак є команди і без адреси. Наприклад, команді, що наказує МП зупинити роботу, адреса не потрібна. Тип звернення (адресації) до даних прийнято називати *засобом адресації*.

Неявна адресація. Однобайтні команди не адресуються до даних, розташованих в пам'яті; вони оперують даними, завантаженими в регістр, регістрову пару або даними, які зберігаються в області пам'яті, адреса якої знаходиться у регістровій парі. Наприклад, 1-байтова команда пересилання даних з регістра А до регістра В складається з коду операції, адреси джерела даних (регістра А) і адреси приймача даних (регістра В) (рис. 20.6). Адреси джерела і приймача вказані в команді неявно; інколи говорять, що вони «вбудовані» в команду. Ось чому така адресація називається *неявною*.

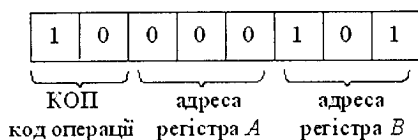


Рис. 20.6. Структура однобайтної операції з неявною адресацією

Однобайтні команди виконуються швидше будь-яких інших команд. Відомо, що для виконання будь-якої команди МП необхідно здійснити дві послідовності операцій, що називаються циклом вибірки і виконання.

У випадку однобайтової команди МП витрачає на це два мікроцикли: один — на операцію вибірки, другий — на операцію виконання. Інакше кажучи, команди з неявною адресацією виконуються найбільш швидко.

Безпосередня адресація. Код операції команди з *безпосередньою адресацією* розміщується у першому байті, за кодом операції йдуть слідом дані, що займають 1 або 2 байта.

Пряма адресація. Команди з *прямою адресацією* можуть мати довжину, що дорівнює 2 або 3 байти. Перший байт — це код операції, другий і, якщо є, третій — для адреси. Адреса вказує область пам'яті, в якій знаходяться дані, що підлягають обробці.

Прикладом використання такої адресації може служити команда запису вмісту акумулятора в пам'ять за адресою 000FH (рис. 20.7). Ця адреса, задана в двійковій формі, займає другий і третій байти 3-байтової команди. Адреси задаються у шістнадцятковій формі, а вміст областей пам'яті, що адресуються, — у двійковій. Код операції команди запису вмісту акумулятора до пам'яті знаходиться в області пам'яті з адресою 0005, а області з наступними адресами 0006 і 0007 містять інформацію про місцезоналення необхідних даних, тобто це адреса 000FH. Перед виконанням команди вміст акумулятора дорівнює 1100 1100. В області пам'яті з адресою 000F міститься двійкове число 0000 0000. Після виконання команди копія вмісту акумулятора виявляється розміщеною в області пам'яті з адресою 000FH.



Рис. 20.7. Принцип реалізації команди з прямою адресацією

Посередня адресація. Більшість МП володіє ще одним за-

собом адресації до пам'яті, що реалізується командами довжиною тільки в одне слово. Така адресація називається *посередньою*. Окрім коду операції в такій команді вказується номер регістра, вміст якого — адреса місцеположення даних в пам'яті. Так, при використанні посередньої адресації у 8-розрядному МП відповідна команда вказує, в якій регістровій парі міститься адреса місцеположення даних в пам'яті.

Машинні коди і Асемблер. Мікропроцесор сприймає інформацію у вигляді двійкових чисел (машинних кодів). Разом з тим, безпосереднє укладання програм у двійкових кодах або у вигляді шістнадцяткових (Hex) чисел надто важке, програма практично є нечитабельною. (Наприклад: 01 0001 0011 1100, C3 00 DB FA і т.п.). Тому кожній машинній команді ставиться у відповідність мнемонічний запис з декількох англійських літер — стисло пояснюючий сенс команди. Сукупність таких літерних команд утворює систему команд даного МП на мові Асемблер. Формат команди залежить від архітектури МП. Її довжина може бути кратна байту або довільною (п. 20.7.4).

На відзнаку від мов високого рівня (Бейсік, Паскаль і т.п.), ця мова своя для кожного типу МП. Асемблер МП КР580ВМ80 найбільш відомий і вважається класичним. Вивчивши його, можна легко розібратися в аналогічних мовах для інших типів МП.

Скорочена система команд мікропроцесора типу КР580ВМ80 наведена в табл. 20.1. В ній прийняті наступні позначки:

R — будь-який з восьмирозрядних регістрів МП (*A, B - L*);

R16 — одна з регістрових пар (*BC, DE* або *HL*, а також *SP*) МП;

D8 — восьмирозрядна константа (двійкова); *D16* — шістнадцятирозрядна константа;

A8 — восьмирозрядна адреса; *A16* — шістнадцятирозрядна адреса;

M — комірка пам'яті (при посередній адресації).

Команди в табл.20.1 об'єднані в групи. При цьому вказуються тільки типи команд, а не уся їхня різноманітність. Наприклад, команда *MOV R1, R2* здійснена для будь-якої пари регістрів (*MOV A, B; MOV B, A; MOV C, D* і т.п.).

1. Група команд пересилання даних і завантаження регістрів (команди *переміщення даних*) служать для пересилання даних в різноманітні пристрої зберігання інформації мікро-ЕОМ, а також

для пересилання даних з цих пристроїв. До областей зберігання інформації відносяться як комірки пам'яті, так і регістри.

Команди пересилання даних, можливо, слідувало б називати командами «копіювання», тому що практично вони здійснюють переміщення саме копії даних. Так, наприклад, команда *STA A16* переміщує дані з акумулятора в область пам'яті (*A16*). Після виконання даної команди і в означеній комірці пам'яті, і в акумуляторі знаходяться одні і ті ж дані.

Команди бувають одно-, двох- і трибайтні (табл.20.1). При цьому перший байт в будь-якому випадку — код команди, а інші байти — константи або адреси. Слід звернути увагу, що в трибайтних командах число або адреса містяться в зворотному порядку — спочатку молодший байт, після цього старший байт. Наприклад, в команді *1.4 LDA 0A73FH* — відповідні їй коди містяться наступним чином: *3A 3F A7*, де *3A* — код команди *LDA*, *3F* — молодший і *A7* — старший байти адреси. МП, прочитавши код дво- або трибайтної команди, автоматично зчитує вміст однієї або двох наступних комірок пам'яті і завдяки цьому — необхідні для виконання команди параметри. Будь-яких особливостей команди 1 групи не мають.

2. Група команд арифметичних і логічних операцій. Більшість з них виконують операції над даними, що заздалегідь поміщені в акумулятор. В акумуляторі ж і залишається результат операції. При цьому, в залежності від результату, в регістрі стану (ознак) відповідні розряди встановлюються в 0 або 1. Команди 2.7 2.11 виконують відповідні операції порозрядно, також зберігаючи результат в акумуляторі. Команди 2.12 і 2.13 виконують порівняння чисел, не міняючи вмісту відповідних регістрів. При цьому окрім фіксації рівності за ознакою *Z*, можна виявити, яке з чисел більше за ознакою *S*.

3. Група команд переходів. Команди переходів дозволяють організувати розгалуження програм, формувати цикли і т.п. операції. Це істотно поширює можливості програміста при розв'язанні різноманітних задач. Переходи можуть бути як безумовними (*JMP A16*, *CALL A16*), так і умовними. В групі 3 наведені тільки основні команди умовних переходів. Якщо умова, що задана в команді, не виконується, МП автоматично переходить до наступної команди.

Команди виклику підпрограм відрізняються від команд переходів тим, що раніше, ніж перейти до виконання підпрограми, МП автоматично заносить адресу наступної команди основної програми в спеціально організовану область пам'яті – стек. В кінці підпрограми за командою *RET* МП витягає зі стека цю адресу, встановлює її в лічильник – реєстр команд, і з нього продовжує виконання програми. Чинність команд роботи зі стеком розглядається в п.п. 20.4.

4. Група команди посередньої (непрямої) адресації. Команди посередньої адресації дозволяють економити обсяг пам'яті, що відведена під програму (бо більшість команд одnobайтні), а також підвищити продуктивність МПС при організації дій з масивами чисел, що розміщені в пам'яті. При цьому початкова адреса завантажується в реєстрову пару, а наступні адреси формуються командами *INR R* або *DCR R* (звичайно всередині циклу).

Система команд МП містить також ряд спеціальних команд, частина яких наведена в групі 5. Команда *NOP* дозволяє зарезервувати комірку пам'яті під можливі доповнення до програми, а також при необхідності реалізувати невелику часову затримку, так як МП витрачає деякий час на її розпізнання і перехід до читання наступної команди.

Команда *HLT* застосовується у випадку необхідності зупинки роботи МП. Поновлення функціонування МП в цьому випадку можливо тільки після подачі сигналу скидання *RES* або запиту на переривання.

20.3.3. Особливості укладання програм на мові Асемблер

Програма — це опис послідовності дій, що МПС повинна виконати для розв'язання поставленої задачі. Укладання програми може бути розподілене на декілька етапів:

1. Опис процесу розв'язання задачі з урахуванням можливостей МПС.
2. Укладання алгоритму розв'язання.
3. Подання алгоритму розв'язання у вигляді послідовності команд на мові Асемблер.
4. Переклад програми в машинні коди (трансляція) і її налагоджування.

Таблиця 20.1 – Скорочена система команд МП КР580ВМ80

N п/п	Мнемоніка команди	Довжина байт	Дія команди	Приклад	
				Асемблер	Коди
1	2	3	4	5	6
Група команд пересилання даних і завантаження регістрів					
1.1	MOV R1, R2	1	Переслати вміст регістра R2 до регістра R1	MOV A, B	58
1.2	MVI R, D8	2	Завантажити до регістра R число D8	MVI A, 47H	3E 47
1.3	LXI R16, D16	3	Завантажити до регістрової пари R16 двобайтне число D16	LXI B, 27B3H	01 B3 27
1.4	LDA A16	3	Завантажити в акумулятор (A) вміст комірки пам'яті з адресою A16	LDA 0A73FH	3A 3F A7
1.5	STA A16	3	Зберегти вміст A в комірці пам'яті з адресою A16	STA 01C7H	32 C7 01
1.6	IN A8	2	Завантажити в A число із зовнішнього пристрою з адресою A8	IN 0F7H	DB F7
1.7	OUT A8	2	Переслати вміст A у зовнішній прилад з адресою A8	OUT 0FAH	D3 FA
Група команд арифметичних і логічних операцій					
2.1	ADD R	1	Скласти вміст A і регістра R	ADD B	80
2.2	ADI D8	2	Скласти вміст A з числом D8	ADI 43 H	C6 A2
2.3	SUB R	1	Відняти із вмісту A вміст регістра R	SUB C	91
2.4	SUI D8	2	Відняти із вмісту A число D8	SUI 0C9H	D5 C9
2.5	INR R	1	Збільшити вміст регістра R на одиницю	INR D	14
2.6	DCR R	1	Зменшити вміст регістра R на одиницю	DCR D	15
2.7	ORA R	1	Здійснити логічне АБО вмісту A і регістра R	ORA L	B5
2.8	ORI D8	2	Здійснити логічне АБО вмісту A і числа D8	ORI 26H	F6 26

Продовження таблиці 20.1

N п/п	Мнемоніка команди	Довжина байт	Дія команди	Приклад	
				Асемблер	Коди
1	2	3	4	5	6
2.9	ANA R	1	Здійснити логічне І вмісту A і регістра R	ANA H	A4
2.10	ANI D8	2	Здійснити логічне І вмісту A і числа D8	ANI 0A3H	E6 A3
2.11	CMA	1	Інвертувати вміст A	CMA	2F
2.12	CMP R	1	Порівняти вміст A і регістра R (якщо (A) = (R), то Z = 1)	CMP B	B8
2.13	CPI D8	2	Порівняти вміст A і числа D8 (якщо (A) = (R), то Z = 1)	CPI 13H	FE 13
			Результат виконання усіх команд, окрім 2.5 і 2.6, залишається в акумуляторі		
			Група команд переходів		
3.1	JMP A16	3	Перейти до виконання програми з адресою A16 (безумовний перехід)	JMP 06B7H	C3 B7 06
3.2	JZ A16	3	Перейти до A16, якщо ознака Z = 1 (тобто якщо в результаті попередніх дій отримали 0)	JZ 1347H	CA 47 13
3.3	JNZ A16	3	Перейти до A16, якщо Z = 0	JNZ 27A6H	C2 A6 27
3.4	CALL A16	3	Перейти до виконання підпрограми з адресою A16 (адреса наступної за CALL команди заноситься у стек)	CALL 0F802H	CD B7 38
3.5	CZ A16	3	Перейти до виконання підпрограми з адресою A16 якщо Z = 1	CZ 38B7H	CC B7 38
3.6	CNZ A16	3	Перейти до виконання підпрограми з адресою A16 якщо Z = 0	CNZ 3A7BH	C4 7B 3A

Продовження таблиці 20.1

N п/п	Мнемоніка команди	Довжина байт	Дія команди	Приклад	
				Асемблер	Коди
1	2	3	4	5	6
3.7	RET	1	Коли команда повернення з підпрограми (за раніше записаною у стек адресою)	RET	C9
3.8	RZ	1	Команда повертання з підпрограми, якщо Z = 1	RZ	C8
			Група команд посередньої (непрямої) адресації		
4.1	MOV M, R	1	Переслати вміст регістра R в комірку пам'яті, адреса якої міститься в регістровій пам'яті HL	MOV M, D	72
4.2	MVI M, D8	2	Занести в комірку пам'яті, адреса якої в (HL), число D8	MVI M, 16H	36 16
4.3	LDAX R16	1	Завантажити в A число із комірки пам'яті, адреса якої в (R16)	LDAX B	0A
4.4	STAX R16	1	Зберегти вміст A в комірку пам'яті, адреса якої в (R16)	STAX D	12
			Група спеціальних команд		
5.1	NOP	1	Нема дій	NOP	00
5.2	HLT	1	Зупинити	HLT	76
5.3	PUSH R16	1	Зберегти вміст регістрової пари R16 у стеку	PUSH B	C5
5.4	POP R16	1	Завантажити до регістрової пари R16 два числа з верхівки стека	POP D	D1
5.5	RRC	1	Зсунути вміст A праворуч на 1 розряд (по кільцю)	RRC	0F
5.6	RLC	1	Зсунути вміст A ліворуч на 1 розряд	RLC	07

Порівняно до порядку укладання програм на мовах високого рівня, програмування МП має свої особливості. Так, при описі процесу розв'язання за п.1 слід враховувати обмежені можливості конкретного МП, бо, наприклад, більшість МП не мають команд множення, ділення і т.п. Алгоритм розв'язання, як правило, подається у вигляді блок-схем (п.20.3.1). Правила складання блок-схем програм для мікропроцесорів не мають будь-яких особливостей.

Подання алгоритму розв'язання на мові Асемблер (п.3) істотно відрізняється від запису програми на мовах високого рівня і є більш складною задачею. Програма повинна міститися за конкретними адресами пам'яті, складатися тільки з команд, що входять в систему команд даного МП і враховувати особливості його роботи. Тому така програма складається в декілька етапів.

Автори не намагаються у малому обсязі викладення показати і охопити професійних прийомів і тонкощів написання і налагоджуванні програм. Обмежимося тільки лише основними правилами.

Спочатку пишеться текст на Асемблері без конкретних адрес. Вони замінюються спеціальними позначками. Програма в такому вигляді може бути розміщена в будь-якій області пам'яті.

На другому етапі програма перекладається в машинні коди (п.4) з деякої заданої початкової адреси з підстановкою реальних адрес в команди переходів. Цей процес називається трансляцією і звичайно виконується на ЕОМ, що оснащена відповідною програмою-транслятором.

Розглянемо порядок укладання програми для мікропроцесора.

Нехай треба отримати добуток двох чисел $D1 = 9$ і $D2 = 3$, що не перевищує 255, зі збереженням результату в якомусь регістрі R для подальшого використання.

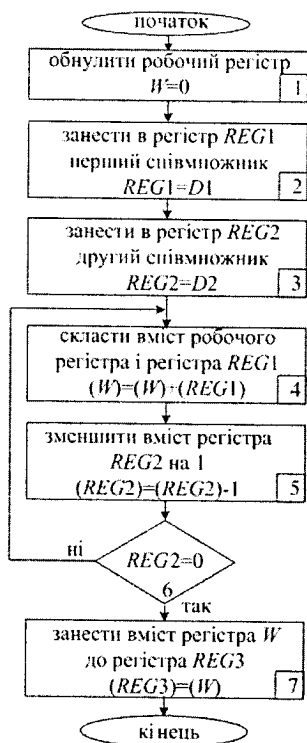


Рис. 20.8. Блок-схема алгоритму операції множення

Опис процесу розв'язання задачі.

Так як розглянуті МП не мають команд множення, замінимо цю операцію циклічним додаванням першого співмножника $D1$ з самим собою $D2$ раз.

Можлива блок-схема алгоритму рішення наведена на рис. 20.8. У подальшому для опису регістрів використовуються іменовані змінні, як звичайно прийнято для мікроконтролерів.

Операція додавання буде проводитися над даними в робочому регістрі W (акумуляторі A), тому спочатку необхідно його обнулити – блок 1. В блоках 2 і 3 здійснюється запис співмножників в регістри мікропроцесора $REG1$ і $REG2$ (можна використати будь-які регістри звичайного призначення). Блок 4 здійснює накопичування в W суми першого співмножника з самим собою (назва регістра в дужках, наприклад (W), визначає його вміст). Блок 5 здійснює зменшення вмісту $REG2$ на 1. Блок 6 організує галуження програми за умовою – вміст $REG2$ дорівнює 0 або ні. Таким чином, визначається, скільки разів необхідно виконати додавання. Блок 7 здійснює пересилання отриманого результату – вмісту регістра W в регістр $REG3$.

Укладання тексту програми, його редагування з наступною трансляцією звичайно здійснюється на персональному комп'ютері з використанням спеціального програмного забезпечення.

20.3.4. Приклад укладання програми для МП КР580ВМ80

Будемо використовувати наступні регістри загального призначення: $REG1 - D, REG2 - E, REG3 - B$. Укладання програми звичайно прийнято здійснювати за формою, що наведена в табл.20.2. Спочатку програма записується в колонки 5 і 6 з необхідними коментарями.

Запис чисел у регістри здійснюється командами $MVI R, D8$. Команда 6 здійснює повернення до команди 4, що відзначена позначкою $M1$, доки в результаті чергового віднімання 1 у регістрі E не отримається 0. Таким чином, команди 4-6 утворюють цикл, що здійснює додавання першого співмножника до самого себе потрібну кількість разів. По закінченню циклу вміст A – результат множення зберігається у регістрі B , після чого робиться зупинка МП.

Після заповнення колонок 4, 5 і 6 програму транслюють з необхідної початкової адреси. Нехай початкова адреса 1200H. Слід пам'ятати, що двох- і трибайтні команди займають відповідно 2 і

Таблиця 20.2 – Програма розв'язання

№ п/п	Адреса	Машинні коди	Позначка	Команда на Асемблері	Коментарі
1	1200	3E 00		<i>MVI A, 00</i>	Обнулити <i>A</i>
2	1202	16 09		<i>MVI D, 09</i>	Записати у <i>D</i> співмножник $D1=9$
3	1204	1E 03		<i>MVI E, 03</i>	Записати у <i>E</i> співмножник $D2=3$
4	1206	82	<i>M1:</i>	<i>ADD D</i>	Скласти (<i>A</i>) і (<i>D</i>)
5	1207	1D		<i>DCR E</i>	Зменшити вміст <i>E</i> на 1
6	1208	C2 06 12		<i>JNZ M1</i>	Перейти до позначки <i>M1</i> , якщо результат не 0
7	120B	47		<i>MOV B, A</i>	Записати вміст <i>A</i> у регістр <i>B</i>
8	120C	76		<i>HLT</i>	Зупинка

3 байти пам'яті. Тому друга команда починається з адреси 1202 і т.п. Трансляція команд 1-5 і 7, 8 не має будь-яких особливостей і здійснюється за таблицею кодів команд [18]. В команді переходу вказується адреса позначки *M1* (1206H), причому спочатку молодший байт, а після цього старший.

20.4. Організація та функціонування стекової пам'яті та переривань

Вихід з основної програми для виконання підпрограм, що здійснюється згідно програми або апаратно за певною подією (перериванням), передбачає запам'ятання адреси наступної після виконання підпрограми команди.

Більшість МП дозволяють організувати в ОЗП для цього спеціальну область пам'яті — стек (*stack*). На відзнаку від іншої області ОЗП з довільним доступом, в стек дані записуються лише послідовно, причому байт, записаний останнім, витягається першим. Для організації стека звичайно використовується спеціальний регістр – указник стека *SP*. Звичайно спочатку програми встановлюють адресу (*ADR*) початку стека командою *LXI SP, ADR* (як правило, в області старших адрес). При запису чергового

байта в стек (запис здійснюється в комірку, адреса якої вказана в *SP*) зміст *SP* автоматично зменшується на 1 (стек «зростає» уверх). У разі звертання до стека на читання зміст *SP* автоматично збільшується на 1, після чого здійснюється читання байта з відповідної комірки. Відзначимо, що розглянутий МП (КР580) здійснює зі стеком тільки двобайтні операції. При цьому звернення до стека здійснюються в наступних випадках:

а) запис/витяг вмісту регістрових пар командами *PUSH R16* і *POP R16* відповідно;

б) при переході до підпрограми (рис. 20.9) і поверненні з неї – автоматичне збереження і відновлення адреси команди основної програми, наступної за командою виклику підпрограми;

в) при обробці переривань – також збереження адреси повертання.

Організація переривань. Практично будь-яка МПС включає в себе ряд зовнішніх пристроїв, що періодично вимагають обміну інформацією з МП або іншими вузлами (клавіатура, давачі, виконавчі органи керування технологічним об'єктом і т.п.).

Процес обміну можна організувати наступним чином:

– періодичним опитуванням всіх приладів з аналізом їхнього стану і при виявленні необхідності обміну – здійснити перехід до відповідної підпрограми обміну;

– при необхідності обміну зовнішній пристрій видає сигнал за-

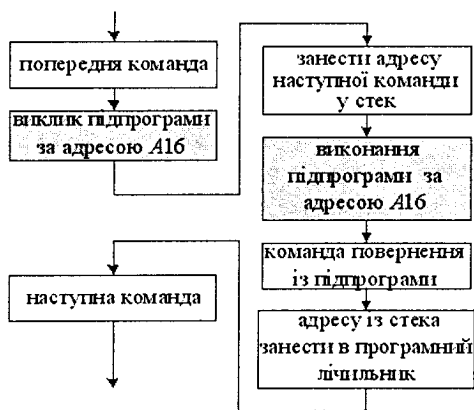


Рис. 20.9. Використання стека при переході до підпрограми

питу МП: отримавши запит, МП переходить до виконання підпрограми обміну.

Очевидно, що реалізація першого способу призводить до непродуктивних витрат часу на опитування зовнішніх приладів (серед яких можуть бути прилади, що працюють поволі, або такі, що рідко вимагають обміну) й істотно обмежує через те продуктивність МПС в цілому. При реалізації другого

способу МП «відволікається» для обміну з зовнішнім пристроєм тільки в той момент, коли це справді необхідно. Такий режим обміну і називається *перериванням*. Для його здійснення МП (КР580) має, як вказувалося вище, вхід *INT* – запит на переривання, і вихід *INTE* – підтвердження переривання. Обмін з використанням переривань організується наступним чином:

1. При необхідності обміну (наприклад, в момент натискання клавіші на клавіатурі) зовнішній прилад видає імпульс (запит) на вхід *INT*.

2. Отримавши запит, мікропроцесор виконує наступні операції:

а) завершує виконання поточної команди;

б) автоматично записує адресу наступної команди у стек;

в) видає імпульс на вихід *INTE* про підтвердження переривання, тобто про готовність до процесу обміну.

3. За сигналом *INTE* від МП зовнішній пристрій повинен видати на ШД код команди переходу до підпрограми обміну – так названий, вектор переривань.

4. МП зчитує цю команду і переходить до виконання підпрограми обміну.

Зі сказаного витікає, що реакція МП на переривання еквівалентна подачі команди *CALL* в довільному місці програми. Підпрограма обміну, як і будь-яка інша, повинна завершуватися командою *RET*, і у відповідності з п. 2, б здійсниться повернення в основну програму в те місце, звідки її виконання було перерване.

Як видно з опису п. 3, зовнішній пристрій повинен виконувати достатньо складні функції для реалізації обміну за перериванням. Тобто це спеціальна електронна схема (звичайно спеціальна *BIC* – програмований контролер переривань). Цей контролер при ініціалізації МПС програмується – йому повідомляються адреси відповідних підпрограм обміну, пріоритет (черга) обслуговування різноманітних приладів і ін.

20.5. Пристрої пам'яті

Пам'ять може бути внутрішньою і зовнішньою. Зовнішня – це пам'ять на магнітних, оптичних дисках, стрічках і т.п. Внутрішня або основна пам'ять виконується, звичайно, на мікросхемах і ділиться на: оперативний запам'ятовуючий пристрій (ОЗП) або ЗП з довільною вибіркою (*RAM* – Random Access Memory) і постійний

запам'ятовуючий пристрій (ПЗП) – пам'ять тільки для читання (ROM – Read Only Memory).

ОЗП поділяються на статичну пам'ять (SRAM), динамічну (DRAM), регістрову (RG). ПЗП можуть бути: масочними – запрограмованими на заводі виготівником (ROM), одноразово – запрограмованими користувачем ПЗП (PROM або OTP), багаторазово запрограмованими (репрограмованими) користувачем РПЗП з ультрафіолетовим стиранням (EPROM) або з електричним стиранням (EEPROM).

В залежності від типу ЗП елементом пам'яті (ЕП) може бути: тригер, мініатюрний конденсатор, транзистор з “плаваючим затвором”, плавка перемичка (або її відсутність). Упорядкований набір ЕП утворює комірку пам'яті (КП). Кількість елементів пам'яті в комірниці (довжина слова) звичайно кратна 2^n (1, 4, 8, 16, 32, 64). Основними характеристиками мікросхем пам'яті є: інформаційна ємність, швидкодія й енергоспоживання. Ємність ЗП звичайно подається в одиницях, кратних числу $2^{10} = 1024 = 1\text{К}$. Для довжини слова, що дорівнює біту або байту (набору з восьми біт), ця одиниця називається кілобіт або кілобайт і позначається *кб* або *кВ*.

Кожній з 2^n комірок пам'яті однозначно відповідає “*n*” – розрядне двійкове число, що називається адресою КП. Наприклад, адресою 511-ої комірки буде число 1 1111 1111 (*BIN*) = 511 (*DEC*) = 1FF (*HEX*). Вибір КП здійснюється за допомогою схеми дешифратора адреси. Ємність ЗП часто подається добутком двох чисел $2^n * m$, де 2^n – кількість комірок пам'яті, а *m* – довжина слова комірки, наприклад, $8\text{К} * 8$, тобто 8192 комірки розміром в один байт.

20.5.1. Побудова і функціонування ОЗП

ОЗП статичного типу (SRAM). В якості елемента пам'яті використовується найпростіший *D*-тригер. Кількість тригерів в кожній КП відповідає кількості розрядів інформації. Обсяг збереженої інформації на один корпус порівняно невеликий – до 2 (4) $\text{К} * 8$. Перевагою SRAM є простота звернень до пам'яті без виконання будь-яких додаткових операцій. Недолік – порівняно велика потужність, що споживається.

ОЗП динамічного типу (DRAM). В якості елемента пам'яті використовується мікроконденсатор в інтегральному виконанні, розміри якого значно менші *D*-тригера статичної пам'яті. Тому,

при однакових розмірах кристалу, інформаційна ємність *DRAM* вище, ніж у *SRAM*.

В процесі зберігання біта конденсатор розряджається. Щоб цього не припустити, заряд необхідно підтримувати, тобто інформація повинна перезаписуватися з інтервалом часу до 2 мс. Цей процес називається регенерацією, і для його здійснення в МПС необхідні спеціальні прилади (контролер регенерації) або це є додатковою функцією МП. Таким чином, застосування *DRAM* припускає деяке ускладнення МПС в порівнянні з *SRAM*. Тому, при обсязі ОЗП до 8К, звичайно застосовують *SRAM*, при більших обсягах — *DRAM*.

20.5.2. Побудова і функціонування ПЗП

Одноразово програмований ПЗП (OTP, PROM). ПЗП в якості елементів пам'яті ЕП використовують набір плавких мікроперемичок. Зміст всіх комірок пам'яті «чистої» мікросхеми — за наявності перемичок дорівнює 0. В процесі програмування вибирається адреса потрібної комірки, і для запису до неї одиниці (перепалювання перемички) на відповідний вивід мікросхеми подається напруга 12 В.

Репрограмований ПЗП (EPROM, EEPROM). Мікросхеми РПЗП припускають багаторазове, до мільйону циклів, перепрограмування безпосередньо в приладі у користувача. Ця властивість забезпечується застосуванням ЕП на МОП транзисторах із ізольованим затвором спеціальної конструкції. Інформація вважається стертою, якщо на виходах усіх ЕП високий рівень сигналу. В режимі програмування, на вибраний по адресній шині ЕП, куди необхідно записати нуль, подається імпульс напруги 12 (25) В. При цьому на затворі накопичується заряд, що зберігається тривалий час. Стирання здійснюється ультрафіолетовим випромінюванням (*EPROM*), або електрично (*EEPROM*). При цьому заряд стікає на підшарок, і всі комірки переводяться у стан "1". Записана інформація зберігається протягом декількох років (не менш 10).

У Flash-пам'яті для зміни заряду затвору при перепрограмуванні використовується тунельний ефект.

Енергонезалежна пам'ять (NVRAM, Flash). Пам'ять, яка зберігає дані при відключенні зовнішнього джерела живлення,

вважається енергонезалежною — NonVolatile Memory, однак цей термін більше затвердився стосовно статичної оперативної пам'яті:

— із вбудованою в мікросхему літієвою батареєю великої ємності,

— з додаткової *EEPROM* на тому ж кристалі, причому обмін даними між *SRAM* і *EEPROM* здійснюється або програмно, або автоматично при втраті/відновленні напруги живлення.

20.6. Організація і функціонування інтерфейсу

До складу МПС, поряд з ядром системи, входить ряд внутрішніх периферійних вузлів (див. п.20.7.3), таких як пристрої вводу-виводу для обслуговування зовнішніх вузлів давачів і виконавчих органів технологічного процесу, друкуючого пристрою, зв'язок з іншими ЕОМ і т.п. Очевидно, що при цьому повинен забезпечуватися зв'язок і обмін інформацією як всередині МПС, так і з приладами, що не входять до її складу.

Ті та інші пристрої зв'язуються один з одним за допомогою спеціальних сполук, що називаються інтерфейсами. Інтерфейс являє собою сукупність ліній зв'язку і шин, спеціальних електронних схем, а також алгоритмів процедур обміну інформацією. Зі сказаного слідує, що інтерфейс – сукупність програмних і апаратних засобів МПС, за допомогою яких всі компоненти МПС об'єднуються для рішення необхідних задач. Необхідно розрізняти два види інтерфейсів:

1) внутрішній інтерфейс власне МПС, що називається системним інтерфейсом;

2) інтерфейс, що зв'язує МПС із зовнішніми об'єктами.

Докладне вивчення системних інтерфейсів виходить за рамки даного навчального посібника і представляє інтерес в основному для конструкторів МПС, а не їхніх користувачів.

Для організації обміну інформацією із зовнішніми об'єктами існують два види інтерфейсу — паралельний і послідовний. В процесі обміну є, як мінімум, два учасники: передавач і приймач, тому необхідна спеціальна процедура – протокол, що забезпечує передачу інформації між ними.

Організація паралельного інтерфейсу і протокол обміну. Паралельний інтерфейс забезпечує передачу даних побайтно,

тобто водночас всі вісім розрядів. Існує декілька стандартів організації паралельного інтерфейсу, однак найбільш розповсюдженим є стандарт ІРРР-М (аналог паралельного інтерфейсу *Centronics*). Цей інтерфейс організується наступним чином (рис. 20.10).

1. Доки периферійний пристрій (ПП) не готовий приймати інформацію (наприклад, в принтері немає паперу), він встановлює на лінії *BUSY* (зайнятий) сигнал *BUSY* = 1. МПС при цьому не повинна передавати дані. При появі готовності ПП встановлює *BUSY* = 0.

2. Отримавши сигнал *BUSY* = 0, МПС видає байт даних в лінію ДАНІ (8 проводів), повідомляючи про це ПП сигналом *STROBE* = 0 (до цього *STROBE* = 1).

3. Отримавши сигнал *STROBE* = 0, ПП зчитує байт з лінії ДАНІ, підтвердивши зчитування посилкою в лінію *ACK* (підтвердження) сигнал *ACK* = 1.

4. Отримавши *ACK* = 1, МПС встановлює *STROBE* = 1, після цього видає в лінію ДАНІ наступний байт, встановлює *STROBE* = 0, і далі процес протікає аналогічно п. 3 і п. 4 до кінця передачі.

Очевидно, що для організації двостороннього обміну інформацією кількість з'єднувальних ліній повинна бути подвоєна. Паралельний інтерфейс забезпечує більшу швидкість передачі інформації (порядку сотень килобайт за секунду), однак внаслідок впливу завад далекість передачі обмежується відстанню в 1.2 м, тобто між розташованими поруч об'єктами (наприклад, МПС і принтер).

Інтерфейс *Centronics* реалізується стандартними роз'ємами і з'єднувальними кабелями. Для апаратної реалізації паралельного інтерфейсу в МП системі звичайно застосовують спеціалізовані програмовані ВІС – паралельний порт або програмований паралельний інтерфейс (ППІ).

Організація послідовного інтерфейсу і протокол обміну. Для передачі даних на більші відстані використовується послідовний інтерфейс, тобто передача інформації побітно. Як і для паралельного інтерфейсу, існує декілька стандартів організації

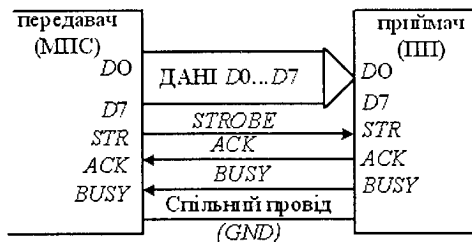


Рис. 20.10. Організація інтерфейсу ІРРР-М

послідовного інтерфейсу. Найбільш розповсюдженим є стандарт RS – 232 С. Цей інтерфейс (при мінімальному наборі ліній) організується наступним чином (рис. 20.11). Прийняті позначки розшифровуються наступним чином:

TxD – дані, що передаються;

RxD – дані, що приймаються;

DTR – готовність пристрою до прийому;

CTS – дозвіл передачі.

Якщо приймальний пристрій (ПП) не готовий до прийому даних, він встановлює $DTR = 1$ (аналогічно сигналу $BUSY$ в інтерфейсі ІРРР-М). Отримавши сигнал $DTR = 0$ на вході CTS про готовність ПП до прийому, передавач по виході TxD передає байт даних в наступному форматі (див. рис. 20.12). Перепад сигналу на лінії ДАНИ приймальник сприймає як початок передачі. Після цього в середині стартового біта (тобто через певний інтервал часу)

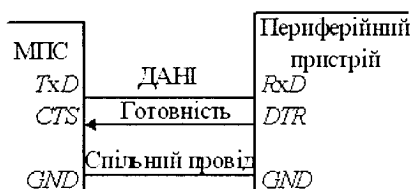


Рис. 20.11. Організація інтерфейсу RS232

ПП перевіряє значення $RxD = 0$, переконуючись, що сигнал ПОЧАТОК ПЕРЕДАЧІ не був завадою (якщо $RxD = 1$, прийом припиниться). Далі ПП зчитує послідовно вісім біт, що передаються (також в моменти часу, відповідні їхнім серединам), формуючи його у відповідному регістрі зсуву. Наприкінці передачі байта ЕОМ

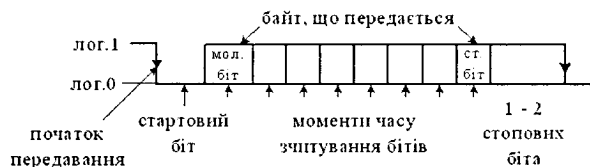


Рис. 20.12. Формат передавання байта за інтерфейсом RS232

встановлює на лінії ДАНИ $TxD = 1$, формуючи 1 - 2 стопових біта. Прийом припиняється до наступного сигналу ПОЧАТОК ПЕРЕДАВАННЯ.

Очевидно, що швидкості передачі даних МПС і прийому їх ПП повинні бути однакові. Тому швидкість обміну строго фіксована і вибирається з ряду: 110; 300; 600; 1200; 2400; 4800; 9600; 19200; 36400; 75000; 115000 Бод, де 1 Бод = 1 біт/сек. Менші значення приймаються для

довгих ліній зв'язку. З метою підвищення завадостійкості прийняті наступні рівні сигналів:

логічний «0» +3...+12 В, логічна «1» — (-3... -12) В.

Тобто рівень завад у межах від -3 до +3 В не буде сприйматися. Прийняті рівні формуються спеціальними електронними вузлами. Очевидно, що для двостороннього обміну кількість ліній повинна бути подвоєна.

Очевидно, що для правильного функціонування пари “передавач — приймач” обидва пристрої повинні однаково й однозначно сприймати дані, що передаються через інтерфейс. З цією метою розроблений ряд стандартів на кодування різноманітних видів інформації: літерно-цифрової, графічної (тобто інформація, що передається про зображення якого-небудь об'єкту), сигналів управління технологічними об'єктами і т.п. Найчастіше використовується обмін літерно-цифровою інформацією (наприклад, між ЕОМ і друкуючим приладом). Найбільш розповсюдженим стандартом кодування такої інформації є 8-розрядний код КОІ-8 (інколи застосовується 7-розрядна версія КОІ 7) і відповідний йому код *ASCII*. В цьому коді числу 1 відповідає 31Н, 2 — 32Н, літері А — 41Н, а — 61Н і т.п. [18], а також є набір спеціальних кодів управління: зсув рядка, зміна регістра при друку і т.п. Більшість мікро ЕОМ і МПС використовують даний стандарт кодування. Разом з тим, в ряді випадків можуть застосовуватися й інші способи кодування.

20.7. Мікроконтролери

20.7.1. Види архітектури МПС

У наш час більшість мікропроцесорних систем (МПС) будується на основі мікроконтролерів, що мають невисоку вартість і досить великі можливості. Поряд з розглянутим вище МП їхня архітектура має досить суттєві зміни.

Основу сучасної МПС, як і будь-якої обчислювальної машини, складає архітектура, що була запропонована Джоном фон-Нейманом ще в 1945 році. Вона містить в собі *блоки керування, арифметико-логічного пристрою (АЛП), пам'яті і пристроїв вводу/виводу* і реалізує концепцію зберігаючої програми: програми і дані зберігаються в одній і тій же пам'яті. Дії, що виконуються нею, визначаються блоком керування і арифметико-логічним пристроєм, що разом складають основу процесора (МП). У

відповідності з програмою, МП вибирає з пам'яті і виконує команди послідовно. При цьому адреса чергової команди задається "лічильником адреси" в блоці керування.

Як розвиток класичної, слід розглядати Гарвардську архітектуру. Вона заснована на концепції розподілу пам'яті програм і даних з відповідним розподілом шин. Це дозволило реалізувати роботу МПС з перекриттям за часом вибірок команд і циклів виконання і підвищити швидкість роботи, а, відповідно, і продуктивність МПС.

В нинішній час на базі фон-Нейманівської структури розроблено безліч архітектур МП, що можна поділити на:

CISC — Complete Instruction Set Computer — МП з повним набором інструкцій, до яких відноситься і8080 фірми INTEL (К580) і сімейство хх86. Склад і призначення їхніх реєстрів неоднорідні, широкий набір команд ускладнює декодування інструкцій, на що витрачаються апаратні ресурси. Зростає кількість тактів, необхідне для виконання інструкцій. Процесори хх86 мають саму складну в світі систему команд;

RISC — Reduced Instruction Set Computer — МП зі скороченою системою команд. Ці МП звичайно мають набір однорідних реєстрів універсального призначення, їхня кількість може бути достатньо великою. Система команд відрізняється відносною простотою, коди інструкцій мають чітку структуру, як правило, з фіксованою довжиною. Апаратна реалізація такої архітектури дозволяє з невеликими витратами декодувати і виконувати ці інструкції за мінімальну (1) кількість тактів роботи. Певні переваги дає й уніфікація реєстрів;

DSP — Digital Signal Processor — цифровий сигнальний процесор. Спеціалізовані DSP мікропроцесори використовують для пристроїв, що передбачають значний обсяг обчислень при обробці цифрової інформації. Виконані вони на основі тришинної (багатощинної) Гарвардської архітектури. Її особливість в тому, що замість двох шин: адреси і даних, а також одного банку пам'яті, DSP має як мінімум 6 різноманітних шин і, відповідно, декілька (2-3) банків пам'яті програм і даних. Це дозволяє значно прискорити виконання математичних операцій при цифровій обробці сигналів. За один машинний цикл DSP забезпечує виконання практично будь-якої операції з двома операндами (множення і т.п.).

Слід відзначити умовність наведеного розподілу — частіше застосовується комбінована архітектура, наприклад, CISC-процесор має RISC-ядро.

20.7.2. Структура мікроконтролерів типу PIC16F87X

У теперішній час МП з RISC-архітектурою є елементом однокристальних МПС – *мікроконтролерів* (МК), що містять в одному корпусі (кристалі) весь мінімальний набір вузлів, необхідних для функціонування МПС і достатньо розвинену периферію (див. п.20.7.3). В якості прикладу розглянемо структуру одного з розповсюджених МК типу PIC16F87X (де X – модифікація 3,4,7, ...) фірми Microchip Technology Inc. Контролери даного типу є одним з характерних представників свого класу і надто ефективні як вбудовані недорогі прилади і знаходять застосування практично в усіх сферах. Їхні основні параметри:

- робоча частота 0...20 МГц (мінімальний цикл команди 200 нс);
- команди 14 біт (розрядів), дані 8 біт;
- обсяг пам'яті програм, що перепрограмується – до 8Кх14;
- обсяг пам'яті даних (ОЗП) до 368х8;
- обсяг пам'яті даних, що перепрограмується – до 256х8;
- діапазони напруги живлення і температури: 2,0...6,0 В, 40...+125°C;
- корпус має 28/40 виводів.

Структурна схема МК наведена на рис. 20.13. Для спрощення показані лише шина даних (ШД) і шина адреси (ША) без кіл керування. Розгляд почнемо з ядра МПС, що воно на схемі виділене пунктиром. **Внутрішні периферійні пристрої** (набір таймерів, аналогово-цифровий перетворювач (АЦП), набір портів (ПВВ) для обміну інформацією з зовнішніми приладами) будуть розглянуті нижче в п. 20.7.3.

Ядро МПС, в традиційному розумінні, можна поділити на **процесор і пристрої пам'яті** (ПП).

ПП містять в собі пам'ять програм (постійний запам'ятовувачий пристрій ПЗП –14 розрядів) і пам'ять даних (8 розрядів) з двох частин: оперативна (ОЗП) і постійна (ПЗП). Така концепція розділення пам'яті забезпечує просту, але потужну систему команд, яка розроблена таким чином, що всі операції виконуються з високою швидкістю за рахунок перекриття за часом вибірок команд і циклів їхнього виконання. Окрім того, 14-бітова ширина програмної

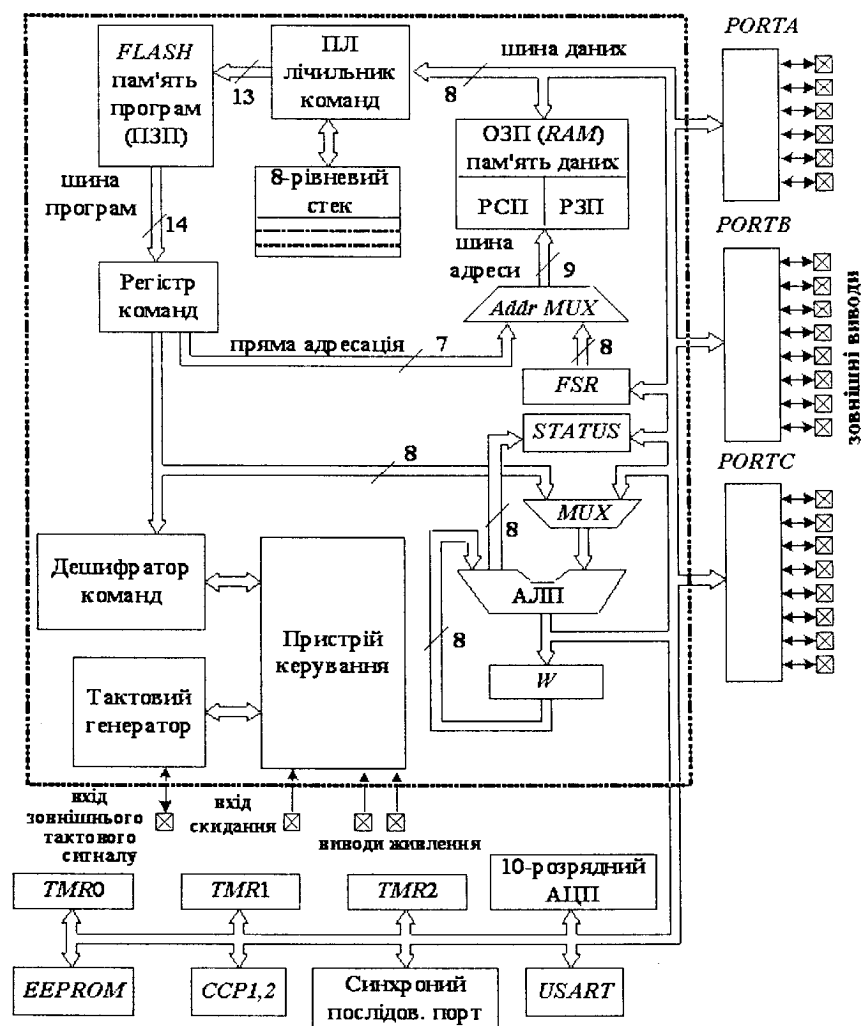


Рис. 20.13. Структурна схема мікроконтролера PIC16F87X

пам'яті забезпечує вибірку 14-бітової команди за один цикл. Дво-ступінчатий конвеєр забезпечує одночасну вибірку і виконання команди. Всі команди виконуються за один цикл, включаючи команди переходів. Виконувана програма може знаходитися тільки у вбудованому ПЗП.

Регістри пам'яті даних (ОЗП)

ОЗП звичайно розподілено на декілька частин – банків, цей розподіл між регістрами МК типу PIC16F873/874 подано в табл. 20.3.

Регістри загального призначення (РЗП) використовуються програмою для зберігання змінних за розсудом користувача.

Набір регістрів спеціального призначення (РСП) достатньо широкий (табл.20.3), частина з них для кращого розуміння функціонування МПС на рис. 20.13 показана окремо. До основних слід віднести:

- *робочий регістр W* – виконує ту же функцію, що і акумулятор;
- *лічильник команд* (програмний лічильник – ПЛ) встановлює адресу комірки ПЗП пам'яті програм;
- *регістр стану STATUS*: структура усього регістра (по бітам):

7	6	5	4	3	2	1	0
<i>IRP</i>	<i>RP1</i>	<i>RP0</i>	<i>-TO</i>	<i>-PD</i>	<i>Z</i>	<i>DC</i>	<i>C</i>

В залежності від результату операції в АЛП у регістрі *STATUS* встановлюються значення бітів переносу – *C*, десяткового переносу – *DC* і нуля *Z*.

Біти *RP1*, *RP0* – указники областей (банків) пам'яті (табл.20.3). При цьому можливі комбінації: 00 – банк 0; 01 – банк 1; 10 – банк 2; 11 – банк 3.

IRP – біт вибору банку пам'яті при посередній адресації. *IRP* = 1 (банки 2, 3), *IRP* = 0 (банки 0, 1).

TO – прапор переповнення вартового таймера *WDT* (див. нижче). Встановлюється в *TO* = 1 після скидання (*Power-On Reset*, *POR*) при вмиканні живлення або виконання команди *SLEEP*, *CLRWDT*, *TO* = 0 після переповнення *WDT*.

PD – прапор вмикання живлення. Встановлюється в *PD* = 1 після *POR* або виконання команди *CLRWDT*, *PD* = 0 після виконання команди *SLEEP*;

– *регістр посередньої (непрямої) адресації FSR* використовується для непрямої адресації ОЗП (див. нижче);

– *регістри таймерів – лічильників реального часу TMR*;

- *реєстри вводу-виводу PORT*;
- *реєстри керування портом вводу-виводу TRIS*.

До реєстрів ОЗП можна адресуватися прямо або непрямо, через реєстр указник *FSR* (адреса – 04H). Це також відноситься і до *EEPROM* пам'яті даних констант. Всі РСП можуть бути відображені на пам'ять даних.

Арифметико-логічний пристрій (АЛП) має 8 розрядів.

Реєстр команд – чотирнадцятирозрядний реєстр, в якому міститься код поточної команди.

Дешифратор команди – схема, що розпізнає код команди.

Пристрій керування (ПК) – формує сигнали для керування вузлами МПС за сигналами від дешифратора команд і внутрішніх вузлів схеми, а також зовнішніх подій. ПК також забезпечує ряд спеціальних функцій: скидання по вмиканню живлення і таймерів, режими програмування, внутрішньо-схемного відлагоджувача і т.п.

Довгочасна пам'ять даних EEPROM дозволяє прочитати і записати байт інформації. При запису байта автоматично стирається попереднє значення і записуються нові дані (стирання перед записом). Всі ці операції виробляє вбудований автомат запису *EEPROM*. Вміст комірок цієї пам'яті зберігається при вимкненні живлення. Доступ до неї здійснюється через два реєстри: *EEDATA* за адресою 10CH, що містить в собі восьмибітові дані для читання/запису і *EEADR* за адресою 10DH, він містить в собі адресу комірки, до якої звертаються.

До додаткових функцій і пристроїв, що підвищують надійність роботи МПС, слідуює віднести:

1. *WDT* – *Watch Dog* (*вартівий*) *таймер*. Вартівий таймер *WDT* призначений для попередження катастрофічних наслідків від випадкових збоїв програми. Ідея полягає в періодичному скиданні *WDT* під керуванням програми або зовнішнього впливу до того, як закінчиться його витримка часу і не відбудеться скидання МП. Якщо програма працює нормально, то команда скидання *CLRWDT* повинна регулярно виконуватися, охороняючи процесор від скидання. Якщо ж МП випадково вийшов за межі програми (наприклад, через заваду за колом живлення) або зациклівся на якій-небудь ділянці програми, команда скидання *WDT* скоріше за все не буде виконана в термін встановленого

часу і відбудеться повне скидання МП, що поверне систему до роботи спочатку.

WDT не використовує жодних зовнішніх компонентів і працює на вбудованому *RC*-генераторі навіть при відключенні генератора тактової частоти процесора. Період скидання *WDT* 18 мс. При підключенні попереднього дільника частоти на вході *WDT* можна збільшити його період до 2,5 с.

2. *Режим зниженого енергоспоживання SLEEP*. Перехід до цього режиму здійснюється командою *SLEEP*. За цією командою *WDT* скидається і починає рахування часу, в регістрі *STATUS* встановлюються біти “*PD = 0*”; “*TO = 1*”, а вбудований тактовий генератор вимикається. Порти вводу/виводу зберігають стан, що вони мали до входу в режим *SLEEP*. Вихід з режиму *SLEEP* здійснюється в результаті наступних подій:

а) зовнішнє скидання — імпульс низького рівня на виводі скидання *MCLR*;

б) скидання при спрацьовуванні *WDT* ;

с) переривання (переривання з виводу *INT*, переривання при зміні сигналу на виводах порту *B*, переривання при завершенні запису даних *EEPROM*).

3. *Особливі можливості МПС* включають також наступне: скидання при подачі напруги живлення *POR* (*Power — on reset*): для цього достатньо підключити вхід *MCLR* до джерела живлення; таймер включення живлення *PWRT*; таймер запуску генератора *OST*; захист зчитування пам'яті програм та інше [19].

20.7.3. Основні внутрішні периферійні пристрої

Мікроконтролери, як правило, мають достатньо великий набір внутрішніх периферійних пристроїв (ПП). У загальному випадку структура ПП має вигляд, що наведений на рис. 20.14. Програмування — завдання режимів роботи ПП визначається відповідними бітами в керуючому регістрі. Для цього до нього записується відповідний байт. Виконання приписаної

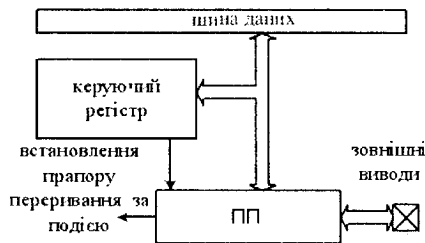


Рис. 20.14. Структура периферійного пристрою

— попередній дільник частоти (ПД) зі змінним коефіцієнтом ділення ($K_{\text{пд}}$ від 1:1 до 1:256), що дозволяє рахувати або кожний імпульс, або кожний другий (4, 8 і т.п. до 256) імпульси;

— власне таймер — восьмирозрядний двійковий лічильник, стан якого фіксується у регістрі $TMR0$. Процесор може зчитувати стан $TMR0$ або записувати в нього будь-який байт (для попереднього встановлення);

— керуючий регістр $OPTION$ крім бітів, що керують іншими пристроями, містить і біти керування $TMR0$. Загальна структура регістру $OPTION$ (по бітам):

7	6	5	4	3	2	1	0
- $RBPV$	$INTEDG$	$TOCS$	$TOCE$	PSA	$PS2$	$PS1$	$PS0$

Біти, що відносяться до керування $TMR0$:

$TOCS$ — вибір тактового сигналу ($TOCS = 1$ — зовнішній з виводу $TOCK1$, $TOCS = 0$ — внутрішній тактовий сигнал $F_{\text{TP}}/4$);

$TOCE$ — вибір фронту прирощення при зовнішньому тактовому сигналі ($TOCE = 1$ за заднім фронтом — перепад з 1 в 0, $TOCE = 0$ — за переднім);

PSA — вибір засобу підключення попереднього дільника частоти ($PSA = 1$ — дільник підключено перед вартовим таймером WDT , $PSA = 0$ — дільник підключено перед $TMR0$);

$PS2$, $PS1$, $PS0$ — настанова коефіцієнту ділення дільника (від 1:1 до 1:256).

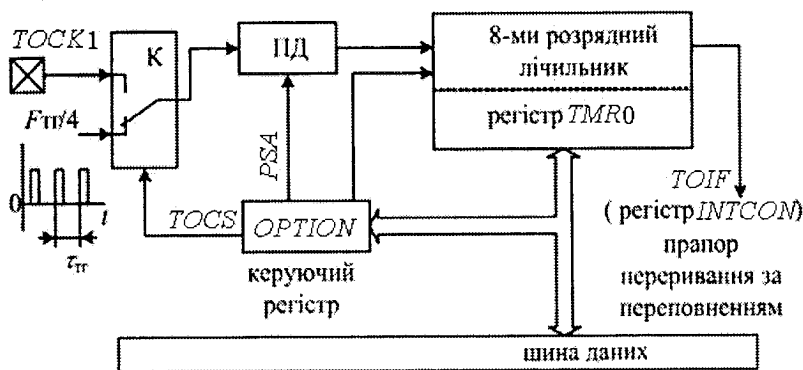


Рис. 20.16. Структура таймера $TMR0$

При переповненні лічильника, тобто при переході від числа 255 (11111111В) в 0 у регістрі *INTCON* (керуючий регістр переривань) встановлюється прапор (біт) *TOIF*.

Так, за допомогою таймера можна створити часову затримку тривалістю:

$$t = \tau_{\text{ТГ}} \cdot K_{\text{ПД}} \cdot (256 - N_0),$$

де $\tau_{\text{ТГ}}$ – період імпульсів тактового генератора (1мкс); $K_{\text{ПД}}$ – коефіцієнт ділення дільника; N_0 – число, заздалегідь внесене до регістру *TMR0* (з нього починається відлік – це дає змогу регулювати час затримки).

Максимальне значення $t_{\text{МАХ}} = 10^{-6} \cdot 256 \cdot 256 = 65536 \cdot 10^{-6}$ с.

Шістнадцятирозрядний таймер (TMR1). Структура *TMR1* (рис. 20.17) подібна *TMR0*. Шістнадцятирозрядний двійковий лічильник (від 0 до 65535 – 0FFFFH) має два регістри: *TMR1H* і *TMR1L*. В них містяться відповідно старший і молодший байти стану лічильника. До основних бітів регістру *T1CON*, що визначають настройку таймера, відносяться:

- вибір коефіцієнта ділення $K_{\text{пд}}$ – задається бітами 5-4;
- вибір джерела тактового сигналу – задається бітом 1;
- вмикання таймера – визначається бітом 0 (біт 0 = 1 – включений, біт 0 = 0 вимкнута).

Докладно настройка таймера розглянута в п.п.20.7.4. Структуру модуля *TMR1* доповнюють два регістри *CCPR1H*, *CCPR1L* і

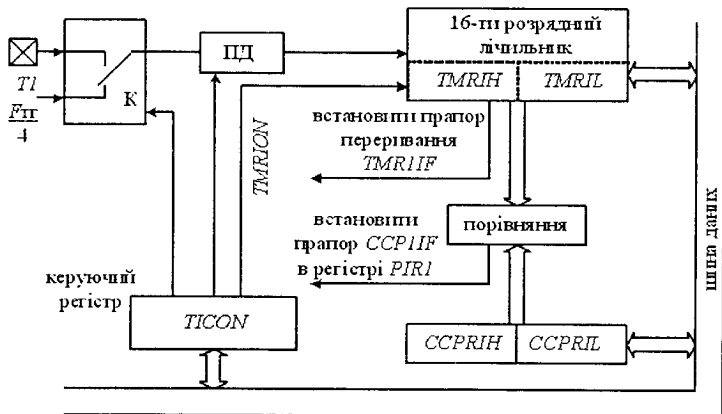


Рис. 20.17. Структура таймера *TMR1*

вузол порозрядного порівняння їхнього вмісту з вмістом регістрів *TMR1H*, *TMR1L*.

При збігу вузол порівняння генерує прапор переривання *CCP1IF* у регістрі *PIR1*. Це в порівнянні з *TMR0* дозволяє реалізувати додаткову функцію рахунку до досягнення заданого значення.

Модуль аналогово-цифрового перетворювача. Модуль 8 або 10 розрядного АЦП через комутатор обслуговує 5 (8) аналогових входів. Структура модуля АЦП наведена на рис. 20.18. Основу модуля складає власне АЦП перетворювач. Вхідний сигнал із зовнішніх виводів *AN0-ANi* вибирається за допомогою комутатора (*MUX*-мультиплексора).

Результат перетворення зберігається у регістрах *ADRESH*, *ADRESL*, де зберігаються відповідно старший і молодший байти результату. Налаштування і керування АЦП здійснюється у відповідності з вмістом регістрів *ADCON0* і *ADCON1*. Через них МП запускає цикл перетворення. По завершенні перетворення генерується прапор переривання *ADIF*. Більш докладно використання модуля АЦП розглядається в п.п.20.7.4.

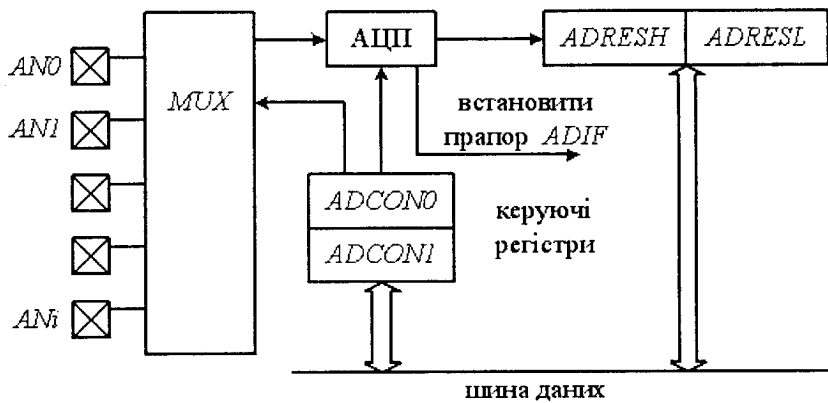


Рис. 20.18. Структура модуля АЦП

У розглянутому мікроконтролері є також і інші вбудовані апаратні модулі, що в даному підручнику не розглядаються.

Інформація щодо використання периферійних модулів наведена у відповідній документації з застосування конкретного типу мікроконтролера [19].

20.7.4. Основні типи команд та особливості програмування

Система команд для мікроконтролерів з *RISC* архітектурою трохи простіша і має меншу кількість команд (МПІ *KP580BM80* має 111 команд, а *PIC16F87X* використовує лише 35). В програмуванні багато спільного, але є і деякі особливості.

Система команд мікроконтролера *PIC16F87X* наведена в табл.20.4. В цій таблиці також наведені змінні при цьому прапорі регістра стану *STATUS*.

Кожна команда (інструкція) — це 14-бітове слово (код), що розподіляється на: код операції і один або більш операндів, що можуть брати участь або ні в цій команді. Особливістю є те, що система команд *PIC16F87X* містить в собі байт-орієнтовані і біт-орієнтовані команди (операції з окремими бітами).

Для байт-орієнтованих команд символ “*f*” у мнемоніці команди вказує регістр (його адреса), з яким виконується дія. Символ “*d*” — визначає, де зберігається результат операції. Якщо “*d*” = 0, то результат буде поміщений в робочий регістр *W*, при “*d*” = 1 — в регістр “*f*”.

Для біт-орієнтованих команд символ “*b*” означає номер біта, що бере участь у команді, а символ “*f*” вказує регістр, де біт розміщений. Для команд з константами і переходу “*k*” означає восьми — або одинадцятибітну константу.

Всі команди виконуються протягом командного циклу. В двох випадках виконання команди займає два командні цикли:

- перевірка умови і перехід;
- зміна вмісту програмного лічильника як результат виконання команди.

Один командний цикл складається з чотирьох періодів тактового генератора. Таким чином, для генератора з частотою 4 МГц час виконання командного циклу буде 1 мкс, при 20 МГц — 200 нс.

В табл. 20.4 команди об'єднані в такі ж, як і в табл. 20.1 умовні групи.

Будь-яких особливостей команди 1 групи не мають, окрім команди *CLRWDT* (вона може бути віднесена і до спеціальних), що призначена для скидання вартового таймера (див. п.20.7.2). Ця команда повинна бути присутньою в таких ділянках програми, щоб час виконання програми між двома сусідніми командами *CLRWDT* не перевищував часу спрацьовування вартового таймера.

Більшість команд з групи 2 виконують операції над даними, що заздалегідь завантажені до робочого регістра W . Результат операції можна зберігати в ньому ж або в регістрі, що бере участь в операції. В залежності від результату у регістрі стану *STATUS* відповідні розряди встановлюються в 0 або 1.

Переходи можуть бути як безумовними (*GOTO k*, *CALL k*), так і умовними. В якості команд умовних переходів можна використати команди 11, 15, 34, 35, наприклад, *DECFSZ f, d*. Ця команда означає: відняти 1 з вмісту регістра f і, якщо результат дії не дорівнює 0, то виконати наступну команду, що вибрана під час виконання поточної; якщо результат 0, то пропустити. Отже, перевіряється умова – результат дорівнює 0 або ні, і в залежності від цього, виконуються різні дії. Таким чином, можна організувати галуження програми й особливо зручно формувати цикл, оскільки команда також зменшує вміст регістра на одиницю (до тих пір, доки не отримається 0).

Команда *CALL* використовується для переходу в підпрограму за адресою, що задається у команді, а команда *RETURN* – для повернення з підпрограми. Обидві команди виконуються за 2 цикли. Адреса команди, що слідує за командою *CALL*, запам'ятовується у спеціально організованих регістрах, що називаються стеком адресів повернення. В кінці підпрограми по команді *RETURN* МПІ витягає зі стека адресу, встановлює її у лічильник регістр команд, і з нього продовжує виконання програми. Таким чином, після повернення з підпрограми виконання основної програми продовжується з наступної після *CALL* команди. Вміст регістрів W і *STATUS* при виклику підпрограми не зберігається, тому, якщо необхідно, їх можна зберегти в окремих комірках пам'яті.

В МК стек, як правило, апаратний (немає команди *LXI SP, A16*), використовується тільки для зберігання адрес повернення і не видає жодних команд.

При необхідності стек для даних організується програмно. МК типу *PIC16F87X* має восьмирівневий апаратний стек шириною 13 біт. Область стека не належить ані до програмної області, ані до області даних, а указник стека користувачу недосяжний. Стек не має відображення на пам'ять, не можна записати або прочитати дані у стеку. При виконанні команди переходу на підпрограму (*CALL*) або відпрацювання переривань, значення лічильника

Таблиця 20.4 — Команди мікроконтролерів PIC16F87X

N п/п	Мнемоніка команди	Функція, що виконується	Циклів	14-розрядний код		Змінен. прапор
				Bit13	Bit 0	
1	2	3	4	5	6	7
Байт-орієнтовані команди						
1. Група команд пересилання даних і завантаження регістрів						
1	MOVWF <i>f</i>	Скопіювати зміст робочого регістра <i>W</i> до регістра <i>f</i>	1	00 0000	1fff ffff	
2	MOVF <i>f,d</i>	Скопіювати зміст регістра <i>f</i> до <i>W</i> , якщо <i>d</i> = 0, а якщо <i>d</i> = 1, то зберегти у тому ж регістрі <i>f</i>	1	00 1000	dfff ffff	Z
3	MOVLW <i>k</i>	Зберегти 8-бітну константу <i>k</i> у регістрі <i>W</i>	1	11 00xx	kkkk kkkk	
4	CLRF <i>f</i>	Очистити - записати 0 у регістр <i>f</i>	1	00 0001	1fff ffff	Z
5	CLRWF -	Очистити <i>W</i>	1	00 0001	0xxx xxxx	Z
6	SWAPF <i>f,d</i>	Поміняти місцями молодший і старший півбайти у регістрі <i>f</i>	1	00 1110	dfff ffff	
7	CLRWDI -	Очистити WDT, прапори TO і PD встановлюються у «1»	1	00 0000	0110 0100	-TO, -PD
2. Група команд арифметичних і логічних операцій						
8	ADDWF <i>f,d</i>	Скласти зміст регістрів <i>W</i> і <i>f</i>	1	00 0111	dfff ffff	C, DC, Z
9	ADDLW <i>k</i>	Скласти константу з вмістом <i>W</i>	1	11 111x	kkkk kkkk	C, DC, Z
10	INCF <i>f,d</i>	Додати 1 до вмісту регістра <i>f</i>	1	00 1010	dfff ffff	Z
11	INCFSZ <i>f,d</i>	Додати 1 до вмісту регістра <i>f</i> , якщо результат не дорівнює 0, то виконати наступну команду, вибрану під час виконання по-точної, якщо результат 0, то пропустити (у другому циклі виконується команда NOP)	1(2)	00 1111	dfff ffff	
12	SUBWF <i>f,d</i>	Відняти зміст регістра <i>W</i> із вмісту регістра <i>f</i>	1	00 0010	dfff ffff	C, DC, Z

Продовження таблиці 20.4

N п/п	Мнемоніка команди	Функція, що виконується	Циклів	14-розрядний код		Змінен. прапор
				Bit13	Bit 0	
1	2	3	4	5	6	7
13	SUBLW <i>k</i>	Відняти вміст регістра <i>W</i> із константи <i>k</i>	1	11 110x	kkkk kkkk	C, DC, Z
14	DECf <i>f,d</i>	Відняти 1 із вмісту регістра <i>f</i>	1	00 0011	dfff ffff	Z
15	DECFSZ <i>f,d</i>	Відняти 1 із вмісту регістра <i>f</i> , якщо результат дій не рівен 0, то виконати наступну команду; обрану під час виконання поточної, якщо результат 0, то пропустити.	1(2)	00 1011	dfff ffff	
16	ANDWF <i>f,d</i>	Побітне логічне <i>∩</i> змісту регістрів <i>W</i> та <i>f</i>	1	00 0101	dfff ffff	Z
17	COMf <i>f,d</i>	Побітна інверсія змісту регістра <i>f</i>	1	00 1001	dfff ffff	Z
18	IORWF <i>f,d</i>	Побітне 'АБО' змісту регістрів <i>W</i> та <i>f</i>	1	00 0100	dfff ffff	Z
19	XORWF <i>f,d</i>	Побітне 'виключне АБО' вмісту регістрів <i>W</i> та <i>f</i>	1	00 0110	dfff ffff	Z
20	ANDLW <i>k</i>	Побітне <i>∩</i> константи та вмісту регістра <i>W</i>	1	11 1001	kkkk kkkk	Z
21	IORLW <i>k</i>	Побітне 'АБО' констант та вмісту регістра <i>W</i>	1	11 1000	kkkk kkkk	Z
22	XORLW <i>k</i>	Побітне 'виключне АБО' константи та вмісту <i>W</i>	1	11 1010	kkkk kkkk	Z
23	GOTO <i>k</i>	Безумовний перехід за заданою адресою (11 біт адреси із коду команди завантажуються у лічильник команд PC, старші два біти PC завантажуються з регістра PCLATH)	2	10 1kkk	kkkk kkkk	
24	CALL <i>k</i>	Перейти до виконання підпрограми по заданій адресі (адреса наступної за CALL команди заноситься у стек)	2	10 0kkk	kkkk kkkk	
25	RETURN -	Повернення з підпрограми (по записаній у стек адресі)	2	00 0000	0000 1000	

Продовження таблиці 20.4

N п/п	Мнемоніка команди	Функція, що виконується	Циклів	14-розрядний код			Змінен прапор
				Bit13	Bit 0	Bit 6	
1	2	3	4	5	6	7	
3. Група команд переходів							
26	RETFIE	- Повернення із підпрограми обробки переривання з дозволом переривання (прапор глобального дозволу переривань GIE = 1)	2	00 0000	0000 1001		
27	RETLW	<i>k</i> Повернення із підпрограми з завантаженням константи у W	2	11 01xx	kkkk kkkk		
Група спеціальних команд							
28	NOP	- Нема операції	1	00 0000	0xx0 0000		
29	RLF	<i>f, d</i> Циклічний зсув вмісту регістра <i>f</i> ліворуч через перенос (біт C регістра STATUS) на один біт.	1	00 1101	dfff ffff		C
30	RRF	<i>f, d</i> Циклічний зсув вмісту регістра <i>f</i> праворуч через перенос	1	00 1100	dfff ffff		C
31	SLEEP	- Перейти в режим SLEEP зниженого енергоспоживання	1	00 0000	0110 0011		-TO, -PD
32	BCF	<i>f, b</i> Очистити біт <i>b</i> (<i>b</i> = 0) у регістрі <i>f</i>	1	01 00bb	bfff ffff		
33	BSF	<i>f, b</i> Встановити біт <i>b</i> (<i>b</i> = 1) у регістрі <i>f</i>	1	01 01bb	bfff ffff		
34	BTFSF	<i>f, b</i> Перевірити біт <i>b</i> у регістрі <i>f</i> , якщо <i>b</i> = 0 пропустити наступну команду (у другому циклі виконується команда NOP)	1(2)	01 10bb	bfff ffff		
35	BTFSF	<i>f, b</i> Перевірити біт <i>b</i> у регістрі <i>f</i> , якщо <i>b</i> = 1 пропустити наступну команду	1(2)	01 11bb	bfff ffff		

команд заноситься у вершину стека. Читання з стека відбувається при виконанні команди повернення з підпрограми (обробка переривань) (RETURN, RETLW, RETFIE) при цьому у програмний лічильник вивантажується зміст стека. У той же час деякі типи мікроконтролерів дозволяють організувати і стек в ОЗП, що аналогічний стеку у класичних МПС.

До спеціальних команд відноситься команда SLEEP, що призначена для переведення процесора у режим зниженого енергоспоживання. Після виконання цієї команди тактовий генератор процесора вимикається і назад в робочий режим процесор можна перевести або за входом скидання, або за спрацюванням варттового таймера, або за перериванням.

Є також дві команди зсуву: RRF – зсув праворуч через біт CARRY вмісту будь-якого регістра f і RLF – зсув ліворуч. Як і для інших команд, при $d = 0$ результат зсуву записується в регістр W , а при $d = 1$ залишається в регістрі f . Команди зсуву можна використати для виконання операцій множення і ділення, для послідовної передачі даних і т.п. В усіх випадках біт, що зсувається з 8-бітного регістру f , записується в біт CARRY регістра STATUS, а біт CARRY записується в інший кінець регістра f , в залежності від напрямку зсуву. При зсуві ліворуч RLF вміст CARRY записується в молодший біт регістра f , а при зсуві праворуч RRF – CARRY записується в старший біт регістра f .

Група 5 включає до себе біт-орієнтовані команди, які дозволяють змінювати і контролювати стан окремого біта.

Деякі особливості у МК є в організації переривань. Переривання в МК типу PIC16F87X можуть бути реалізовані від 14 джерел, включаючи:

- зовнішнє переривання з виводу RB0/INT;
- переривання при переповненні лічильника/таймера TMR;
- переривання після закінчення запису даних в EEPROM;
- переривання при зміні сигналів на певних виводах паралельних портів.

Усі переривання мають один і той же вектор/адресу – 0004H. Однак у керуючому регістрі переривань INTCON фіксується джерело запиту переривання встановленням відповідних бітів в 1. При цьому підпрограма обробки переривань повинна перевірити ці біти і сформулювати перехід до обробки кожного переривання

(виклик відповідної підпрограми). Будь-яке переривання може бути замасковане індивідуально або загальним бітом.

Біт загального дозволу/заборони переривання *GIE* (біт 7 у реєстрі *INTCON*) дозволяє (*GIE* = 1) всі індивідуально незамасковані переривання або забороняє їх (якщо *GIE* = 0). Кожне переривання окремо може бути додатково дозволене/заборонене встановленням відповідного біта в реєстрі *INTCON* в 0 або 1. Біт *GIE* обнулюється при скиданні МП. При виникненні переривання, біт *GIE* обнулюється, щоб заборонити подальші переривання, адреса повернення заноситься у стек, а у програмний лічильник завантажується адреса 0004H.

Підпрограма обробки переривань обов'язково повинна завершуватися командою повернення з переривання *RETFIE*, що здійснює повернення до основної програми і встановлює біт *GIE* = 1, щоб знову дозволити переривання.

Укладання тексту програми, його редагування з наступною трансляцією звичайно здійснюється на персональному комп'ютері з використанням спеціального програмного забезпечення. Стосовно контролерів *PIC* це програма *MPLAB* (вільно розповсюджується фірмою *Microchip*). Якщо додати програматор (*ICD-S*) – прилад, що записує код програми в мікроконтролер з відповідною програмою (*ICD Control Program*) і безпосередньо плату мікроконтролера – одержуємо програмно-апаратний комплекс, достатній для отримання кінцевого результату. Слід відзначити можливість програмування МП в готовому приладі (не виймаючи мікросхему з плати).

Порядок укладання програми для МК типу *PIC*. Розглянемо той же приклад множення двох чисел, що і в п. 20.3.4, згідно блок – схемі на рис. 20.8.

Блок 1 реалізуємо командою *CLRW*. Запис чисел *D1* і *D2* у реєстри *REG1* і *REG2* (блоки 2 і 3) здійснюється через робочий реєстр двома командами *MOVLW D1*, *MOVWF REG1* і *MOVLW D2*, *MOVWF REG2*. Блок 4 реалізуємо командою *ADDWF REG1, d* ($d = 0$, щоб результат зберегти в *W*). Блоки 5 і 6 можна здійснити командою *DECF REG2, d* ($d = 1$, щоб результат зберегти в реєстрі *REG2*), що здійснює зменшення другого співмножника на 1. Перевірку умови: “дорівнює результат 0 або ні” виконаємо командою *BTFSZ STATUS, Z*, що контролює біт *Z* – ознаки нуля у реєстрі

стану STATUS. Якщо $Z = 0$, то здійснюється повернення до блоку 4. Для цього в тексті програми (див. нижче) передбачена відповідна позначка M. При $Z = 1$ команда переходу пропускається і виконується наступна за нею – зберегти вміст регістра W в регістр REG3.

Асемблер для Mplab має свої правила синтаксису написання програм:

- всі команди містяться з нового рядка з відступом від лівого поля;
- позначки в програмі розташовуються без відступу;
- рядки, що починаються знаком “;” сприймаються асемблером як коментарі.

Написання програми починається з секції заголовку (весь код до рядка з виразом `ORG 0`), що повинна враховувати особливості конкретного застосування. В секції заголовка (див. приклад нижче) визначаються логічні імена для всіх в програмі ресурсів, що використовуються – портів, бітових і байтових змінних і регістрів. Цим ми задаємо програмі, що кожного разу, коли зустрінеться слово `REG1`, необхідно підставити значення 20H (його шістнадцятирична адреса, звичайно записується як `0x20`). Слово “`EQU`” означає рівність. Використання символічних імен дозволяє істотно полегшити написання і читання вхідного тексту програми. Відзначимо, що константа, наприклад число 9, може бути записана у будь-якій системі обчислювання відповідним чином: у двійковій – `00001001B` або `B'00001001'`, у десятковій – `9D`, `.9` або `D'9'`.

Перед тим, як перейти до основної частини програми, ми повинні задати вираз `ORG 0`. Це означає, що виконання програми при скиданні починається з нульової адреси. Текст програми повинен закінчуватися командою `END`: це означає, що за цією командою відсутні команди, які підлягають виконанню.

```
#include <p16f873. inc>
```

```
REG1 EQU 0x20 ; адреса регістра для зберігання співмножника (D1)
```

```
REG2 EQU 0x21 ; адреса регістра для зберігання співмножника (D2)
```

```
REG3 EQU 0x22 ; адреса регістра для зберігання результату
```

```
ORG 0 ; початок програми
```

```
; Початок основної частини програми
```

```
MOVLW . 9 ; занести в робочий регістр W співмножник D1
```

```
MOVWF REG1 ; вміст регістра W зберегти в REG1
```

	MOVLW	. 3	; занести в робочий реєстр <i>W</i> співмножник <i>D2</i>
	MOVWF	<i>REG2</i>	; вміст реєстра <i>W</i> зберегти в <i>REG2</i>
	CLRW		; обнулити робочий реєстр <i>W</i>
М	ADDWF	<i>REG1, W</i>	; скласти вміст реєстрів <i>REG1</i> і <i>W</i>
	DECf	<i>REG2, 1</i>	; зменшити вміст реєстра <i>REG2</i> на 1
	BTFSS	STATUS, Z	; перевірка біта Z – ознаки нуля
	GOTO M		; перехід до позначки, якщо не нуль
	MOVWF	<i>REG3</i>	; вміст реєстра <i>W</i> зберегти в <i>REG3</i>
			; Кінець основної частини програми
	END		; кінець

З наведених вище прикладів можна побачити, що укладання програм для різних типів МП і МК має багато спільного, незважаючи на деякі відмінності.

Посередня (непряма) адресація. Пряма адресація припускає безпосередню вказівку в команді адреси реєстра, з яким здійснюється та або інша дія. В ряді випадків, наприклад, при діях з даними, розміщеними в певній області пам'яті, більш ефективно використання непрямої адресації. При цьому адреса реєстра (комірки пам'яті) зберігається в реєстровій парі або спеціальному реєстрі. Для МК це реєстр *FSR* і при виконанні непрямої адресації необхідно звернутися до фізично не реалізованого реєстра *INDF*. Звернення до реєстра *INDF* фактично викличе дію з реєстром, адреса якого вказана в *FSR*. Дев'ятий біт непрямої адреси *IRP* (реєстр *STATUS*) – визначає вибір банку пам'яті.

Приклад використання посередньої адресації для очищення заданої області ОЗП від 20H до 2FH, або з B'00100000' до B'00101111'. Вказана область пам'яті належить банку 0 (табл.20.3), звернення до якого необхідно здійснити на початку програми. Потім адреса першої комірки заноситься до реєстра *FSR*, потім здійснюється її очищення. Адреса наступної комірки визначається додаванням 1 до вмісту *FSR*. Далі слід виконати перевірку – досягнення адреси останньої комірки, якщо так, то припинити. Якщо ні, то виконати очищення комірки за отриманою адресою. Оскільки приращення адреси здійснюється після очищення, то адреса припинення відповідно дорівнює (B'00101111' + 1) = B'00110000'. Оскільки кінцева адреса відрізняється від початкової на 1 у біті 4, при визначенні останньої комірки ОЗП використаємо команду перевірки біту 4:

BCF	STATUS, IRP	; встановити (IRP=0) – банки пам'яті 0,1
MOVLW	0x20	; занести першу адресу ОЗП до регістра W
MOVWF	FSR	; занести першу адресу до регістра FSR

NEXT:

CLRF	INDF	; очистити регістр з першою адресою
INCF	FSR, 1	; збільшити вміст (адресу) регістра FSR на 1
BTFS	FSR, 4	; перевірити біт 4 (остання адреса ОЗП)
GOTO	NEXT	;

CONTINUE

20.7.5. Приклад програмування мікроконтролера PIC16F87X

В якості об'єкта автоматизації розглянемо устаткування для термічної обробки (ТО) деталей (рис. 20.19). Вона містить в собі ряд виконавчих пристроїв (ВП): транспортувальні ВП1 і ВП4, завантажувальний ВП2, електропіч ВП3. Вмикання відповідного ВП здійснюється подачею на нього напруги (U) за допомогою контактів електромагнітних реле $K1-K4$ (контакторів) згідно з сигналом з МК.

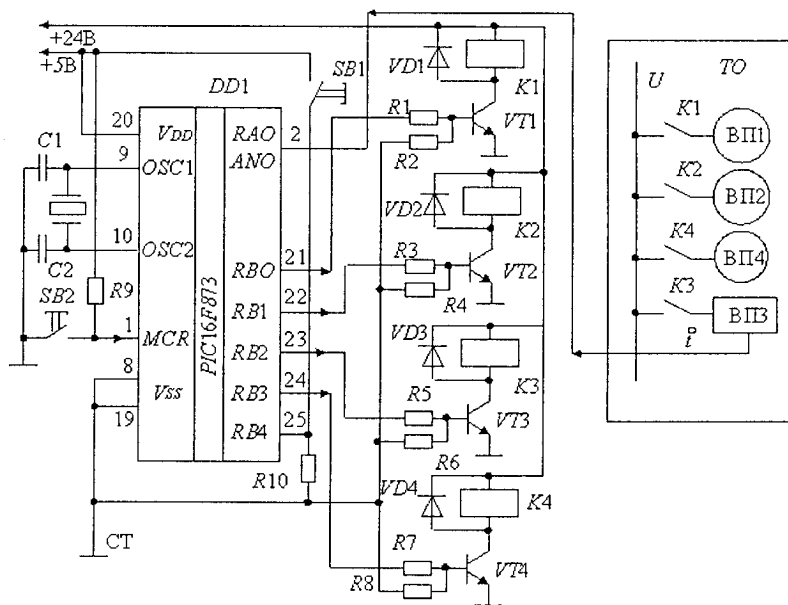


Рис. 20.19. Схема мікропроцесорної системи керування технологічним процесом

При цьому цикл роботи передбачає:

- транспортування деталі до печі (t_1 – час переміщення) – ВП1;
- завантаження деталі в піч (t_2 – час операції завантаження) – ВП2;
- нагрів до заданої температури (t_3 – час нагрівання) – ВП3;
- вивантаження деталі з печі (t_4 – час операції вивантаження) – ВП2,
- транспортування на склад готової продукції (t_5 – час транспортування) – ВП4.

Далі цикл повторюється. Запуск здійснюється натисканням на кнопку SB1 «ПУСК», зупинка – SB2 «СТОП». Температура нагрівання контролюється давачем, що містить у собі термомпару з підсилювачем, вихід котрого 0...10 В.

Залежно від деталі температура відрізняється і задається контролером.

У принциповій схемі МПС системи керування на рис. 20.19 поряд з МК (DD1) використано релейно-транзисторні підсилювачі на транзисторах VT1-VT4, що підсилюють сигнали керування з виходу МК до потрібного для ВП рівня. Котушки відповідних реле K1-K4 підключено у коло колекторів транзисторів. Для захисту транзисторів від перенапруг при перемиканні паралельно котушкам підключено діоди (VD1-VD4). В якості тактового генератора для МК використано кварцовий або керамічний резонатор, що підключений до виводів OSC1, OSC2. Живлення системи керування здійснюється від джерела постійного струму 24 В та 5 В.

Блок-схема алгоритму керування об'єктом наведена на рис. 20.20.

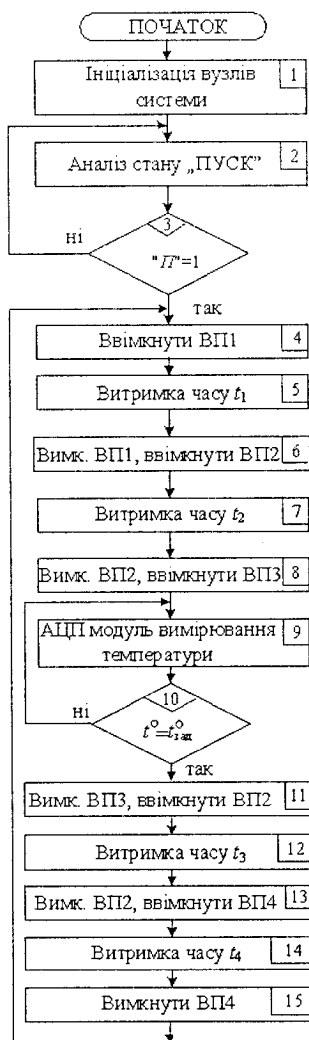


Рис. 20.20. Блок-схема алгоритму

Ініціалізація вузлів системи передбачає настройку порту вводу/виводу. Схема здійснює керування чотирма ВП, для цього необхідно передбачити чотири лінії портів (*PORTB RB0-RB3*), що налаштовані на вивід.

Вмиканню ВП відповідає подача сигналу “1”, вимкненню – “0”.

Три лінії зв'язку передбачають ввід інформації:

— аналоговий вхід для давача температури, в якості якого використовуємо вивід *AN0 (PORTA)*. Як аналоговий, він налаштовується окремо разом з модулем АЦП;

— цифровий вхід (*RB4* налаштовано на ввід) — підключення кнопки “ПУСК”. Вмиканню відповідає подача “1”;

— оскільки вимкнення повинно досягатися на будь-якій стадії роботи технологічного об'єкту, то в якості кнопки «СТОП» можна використати вхід скидання *MCLEAR*. При цьому програма переходить до початку, після настройки порту *PORTB* обнулюється, що призводить до вимкнення всіх ВП.

Розряди портів мікроконтролера (*PORTA, PORTB, PORTC*) можуть бути індивідуально запрограмовані як входи або виходи за допомогою відповідних регістрів *TRIS*. Завдання 1 у розряді регістра керування *TRIS* програмує відповідний розряд порту як вхід (відповідно 0 – як вихід). Таким чином, для настройки виводів *PORTB* у регістр *TRISB* слід занести байт 00010000, аналогічно для настройки виводу *AN0 PORTA*, у регістр *TRISA* записується байт 00000001. Відзначимо, що регістри *PORT* і *TRIS* знаходяться у різних банках пам'яті, доступ до них задається відповідними бітами регістра стану *STATUS*.

Нижче наведений текст відповідного фрагменту програми.

Настройка портів:

BSF	STATUS, RPO	; вибір банку пам'яті даних 1, для чого встановити у регістрі <i>STATUS</i> біт <i>RPO = 1</i>
MOVLW	B'00010000'	; завантажити у регістр <i>W</i> байт – що задає конфігурацію виводів порту <i>B</i>
MOVWF	TRISB	; зміст <i>W</i> зберегти у керуючому регістрі порту <i>B</i>
MOVLW	'00000001'	; завантажити у регістр <i>W</i> байт – що задає конфігурацію виводів порту <i>A</i>
MOVWF	TRISA	; зміст <i>W</i> зберегти у керуючому регістрі порту <i>A</i>

BCF STATUS, RP0 ; вибір банку пам'яті даних 0, для чого
встановити у регістрі STATUS біт RP0 = 0

CLRF PORTB ; обнулити PORTB – вимкнення ВП1+ВП4

Аналіз сигналу «ПУСК» (П = 1) блоки 2, 3 на рис. 20.20, можна зробити перевіркою біта RB4 у регістрі PORTB з переходом за умовою до повторення перевірки вмісту порту (позначка М) і, якщо біт дорівнює 1, до виконання подальшої програми – вмикання ВП1:

М BTFSS PORTB, 4 ; перевірити біт 4 регістра PORTB, якщо
біт = 0, перейти до наступної команди,
якщо біт = 1, то пропустити

GOTO M ; перейти до позначки М

MOVLW B'00000001' ; завантажити у регістр W байт – що задає
RB0 = 1 на вмикання ВП1

MOVWF PORTB ; вміст W зберегти у регістрі PORTB.

Блок витримки часу доцільно оформити у вигляді підпрограми. Для завдання інтервалів часу можна використати 16-ти розрядний таймер/лічильник TMR1. При тактовій частоті $f = 10$ МГц тривалість одного машинного циклу складає $T_{Ц} = 400$ нс. Якщо коефіцієнт перерахунку дільника на вході TMR1 задати $K = 1:8$, тривалість циклу складе $T_{Ц}^1 = 3,2 \times 10^{-6}$ с. Вміст таймера інкрементується (збільшується на 1) на кожному $T_{Ц}^1$ аж до переповнення, коли в усіх 16 розрядах (регістри TMR1H і TMR1L) встановиться 1, тобто 0FFFFFFH. Цьому відповідає інтервал часу $t_{СЧ} = T_{Ц}^1 \cdot 65536 = 0,209$ с.

Використовуючи попередню настанову таймера, коли рахунок починається з заданого числа, загальний час $t_{СЧ} = T_{Ц}^1(65536 - N_0)$ до переповнення таймера (лічильника) можна зменшити. При початковій настанові $N_0 = 3036$ (0BDCH) час $t_{СЧ}^1 = 0,2$ с. Таким чином, змінюючи кількість циклів (n) роботи таймера, можна задати часові інтервали $t_{И} = t_{СЧ}^1 \times n = 0,2n$.

Переповнення (перехід від 0FFFFFFH до 0H) TMR1 призводить до настанови біта (прапора переповнення) TMR1IF = "1" (біт 0 у регістрі PIR1). Далі цикл повторюється, доки таймер запущений (біт 0 у регістрі T1CON – TMR1ON = "1"). Початкова настанова задається у регістрах TMR1L (DCH) і TMR1H (0BH).

Настройка модуля таймера TMR1 визначається відповідними бітами регістру T1CON (адреса 10H):

1. Коефіцієнт ділення (K) вхідного дільника задається бітами 5-4:
2. Джерело тактового сигналу задається бітом 1: біт 1 = 1 – зов-

K	1:8	1:4	1:2	1:1
Біт 5	1	1	0	0
Біт 4	1	0	1	0

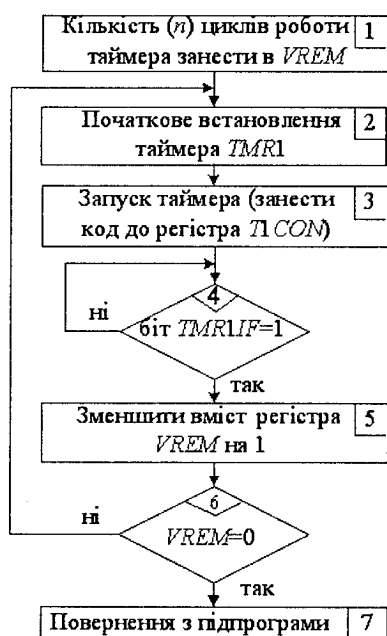


Рис. 20.21. Блок-схема підпрограми TIME

відної програми наведений нижче.

ЗАВДАННЯ ЧАСУ (здійснюється у основній програмі)

```

MOVLW    n      ; зберегти у W константу n
MOVWF    VREM   ; зберегти вміст W у регістрі VREM
CALL     TIME   ; виклик підпрограми витримки часу
  
```

ПІДПРОГРАМА TIME

TIME

```

M1    MOVLW    0BH      ; зберегти старший байт попередньої
      ; настанови таймера у регістрі W
  
```

внірнє джерело, біт 1 = 0 – внутрішній тактовий генератор (F_{тг}/4).

3. Вмикання модуля таймера визначається бітом 0: біт 0 = 1 – вмикання, біт 0 = 0 – вимкнення.

Таким чином, вмикання і необхідна настройка ($K = 1:8$, внутрішній тактовий генератор) здійснюється записом у регістр T1CON байта: 00110001.

У відповідності з цим блок-схема підпрограми TIME має вигляд, що наведений на рис. 20.21. Вона містить в собі два цикли: внутрішній – очікування переповнення таймера і зовнішній – завдання кількості циклів його роботи (n). Для організації зовнішнього циклу використовується регістр, що названий як VREM, де зберігається число n . Текст відпо-

	MOVWF	TMR1H;	; зберегти вміст <i>W</i> у регістрі таймера TMR1H
	MOVLW	0DCH	; зберегти у регістрі <i>W</i> молодший байт попередньої настанови таймера
	MOVWF	TMR1L	; зберегти вміст <i>W</i> у регістрі таймера TMR1L
	MOVLW	B'00110101'	; ввід до <i>W</i> константи, що визначає настройку і запуск таймера TMR1
	MOVWF	T1CON	; зберегти вміст <i>W</i> у керуючому регістрі таймера T1CON
M2	BTFSS	PIR1, 0	; перевірити біт 0 (прапор переповнення таймера) регістра PIR1, якщо біт = 0, перейти до наступної команди, якщо 1, то пропустити і перейти далі
	GOTO	M2	; перейти до позначки M2
	DECFSZ	VREM, 1	; відняти 1 з вмісту регістра VREM, і там же зберегти результат
	BTFSC	STATUS, Z	; перевірити біт <i>Z</i> – ознаку нуля у регістрі STATUS, якщо 0 – перейти до наступної команди, якщо 1 – пропустити її і перейти далі
	GOTO	M1	; перейти до позначки M1
	RETURN		; повернення з підпрограми

Модуль АЦП здійснює 10-розрядне перетворення і має два регістри результату *ADRESH*, *ADRESL*, де зберігаються відповідно старший і молодший байти результату. Налаштування і керування АЦП здійснюється у відповідності з вмістом регістрів *ADCON0* і *ADCON1*. Слід пам'ятати, що регістри *ADRESH* і *ADCON0* знаходяться у банку 0, *ADRESL* і *ADCON1* у банку 1.

Блок-схема перетворення (АЦП) сигналу температури і визначення моменту досягнення заданого значення температури з наступним вимкненням печі (ВПЗ) наведена на рис. 20.22.

Після налаштування і запуску модуля АЦП слід витримати паузу, необхідну для перетворення у АЦП. Для цього можна використати один цикл підпрограми *TIME*, витримка часу при цьому, як показано вище, складе 0,2 с. По завершенні означеної паузи перетворення починається настановою відповідного біта у регістрі *ADCON0*.



Рис. 20.22. Блок-схема АЦП та вимірювання температури

здійснюється при настанові у біті 2 значення 1;

– вмикання модуля АЦП відбувається при настанові біта 0 в 1.

Отже, для настройки у регістр $ADCON0$ записується число 10000001.

Для початку перетворення вміст $ADCON0$ слід визначити як 10000101.

Регістр $ADCON1$ визначає:

– розміщення результату перетворення (10 біт) у регістрах $ADRESH$, $ADRESL$ – тип вирівнювання (праве або ліве) задається значенням біта 7. Правому (6 старших біт регістра $ADRESH = 0$) відповідає біт = 1;

Очікуємо завершення перетворення, про що свідчить скидання відповідного біта 2 (прапора) у регістрі $ADCON0$. Після цього здійснюється порівняння результату перетворення із заданим значенням температури (див. нижче).

Вміст керуючого регістра $ADCON0$ визначає:

– вибір джерела тактового сигналу, що здійснюється за умови достатності часу для отримання коректного результату перетворення. При частоті тактового генератора 10 МГц значення, що рекомендується, складає $32T_{\text{ТТ}}$ ($T_{\text{ТТ}}$ – період імпульсів генератора) і задається програмно комбінацією 10 у 7 і 6 розрядах;

– вибір виводу порту (A) для використання в якості аналогового входу задається значенням 5-3 розрядів (кожному з виводів $AN0 - AN7$ відповідає двійкова комбінація згідно його номеру). Для входу $AN0$ це комбінація 000 (5-3 розряди);

– запуск АЦП з режиму очікування до режиму перетворення

— розподіл виводів порту А на аналогові і цифрові і вибір джерела опорної напруги для АЦП визначаються вмістом бітів 3-0. При використанні в якості аналогових всіх входів (AN0-AN7) і основного джерела живлення контролера в якості опорного для АЦП перетворення у біти 3-0 заносимо комбінацію 0000.

Отже, для регістра *ADCON1* отримуємо комбінацію 10000000.

Результат перетворення має 10 біт, при цьому: 8 молодших розрядів (при вирівнюванні праворуч) міститься у регістрі результату *ADRESL*, 2 старших біта у молодших розрядах регістра *ADRESH*.

Для порівняння результату перетворення із завданням температури здійснимо віднімання старшого байта завдання *TZAD1* і вмісту *ADRESH* з перевіркою результату на 0. Якщо результат віднімання дорівнює 0 (порозрядний збіг) здійснимо віднімання молодшого байта *TZAD2* і вмісту регістра *ADRESL* з перевіркою результату на рівність 0. При збігу переходимо до наступної команди – пересилання відповідного байта на вимкнення електропечі ВПЗ і т.п.

	BSF	STATUS, RP0	; вибір банка пам'яті даних 1, для чого встановити у регістрі <i>STATUS</i> біт <i>RP0</i> = 1
	MOVLW	B'10000000'	; завантажити у <i>W</i> байт настройки АЦП
	MOVWF	ADCON1	; завантажити вміст <i>W</i> у регістр <i>ADCON1</i>
	BCF	STATUS, RP0	; вибір банка пам'яті даних 0 (<i>RP0</i> = 0)
	MOVLW	B'10000001'	; завантажити у <i>W</i> байт запуску АЦП
	MOVWF	ADCON0	; переслати вміст <i>W</i> до регістра запуску АЦП
	MOVLW	B'00000001'	; завантажити у <i>W</i> затримку часу ($n = 1$)
	MOVWF	VREM	; переслати вміст <i>W</i> до регістра <i>VREM</i>
	CALL	TIME	; виклик підпрограми <i>TIME</i>
M3	BSF	ADCON0, 2	; встановити біт початку перетворення сигналу АЦП
M4	BTFS	ADCON0, 2	; перевірити біт 2 регістра <i>ADCON0</i> , якщо біт 2 = 1, перейти до наступної команди, якщо біт 2 = 0, то пропустити
	GOTO	M4	; перейти до позначки <i>M4</i>
	MOVLW	TZAD1	; завантажити у <i>W</i> старший байт завдання $t_{\text{Зад}}$

SUBWF	ADRESH, 0	; відняти вміст W із вмісту старшого регістра результату перетворення
BTFSS	STATUS, Z	; перевірити біт Z -ознаку нуля регістра стану STATUS, якщо 0 – перейти до наступної команди, якщо $Z = 1$ – пропустити
GOTO	M3	; перейти до позначки M3
BSF	STATUS, RP0	; вибір банка пам'яті даних 1 ($RP0 = 1$)
MOVLW	TZAD2	; завантажити у W молодший байт $t_{\text{ЗЛД}}$
SUBWF	ADRESL, 0	; відняти вміст W із вмісту молодшого регістра результату перетворення
BTFSS	STATUS, Z	; перевірити біт Z -ознаку нуля регістра стану STATUS, якщо 0 – перейти до наступної команди, якщо $Z = 1$, то пропустити
GOTO	M3	; перейти до позначки M3
BCF	STATUS, RP0	; вибір банка пам'яті даних 0, для чого встановити у регістрі STATUS біт $RP0 = 0$
CLRF	PORTB	; обнулити PORTB – вимкнення ВП1÷ ВП4
BSF	PORTB, 1	; встановити у регістрі PORTB біт 1 = 1, що задає вмикання ВП2
CONTINUE		

20.8. Програмовані промислові логічні контролери

В останній час у системах промислової автоматики знайшли широке застосування так звані програмовані логічні контролери (ПЛК). ПЛК являють собою достатньо універсальний функціонально завершений компактний блок, що виконаний на базі мікроконтролера з розвиненою периферією. Як правило, мають спрощену вбудовану клавіатуру, рідиннокристалічний (ПК – LCD) дисплей, релейно-транзисторні підсилювачі на виходах. Мають різноманітну конфігурацію аналогових і цифрових входів і виходів, при цьому число сигналів вводу/виходу досягає до 16000. Їхні можливі застосування

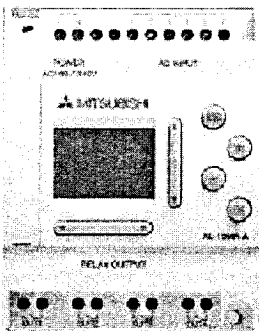


Рис. 20.23. Зовнішній вигляд контролера

від найпростіших задач автоматизації об'єктів до автоматизованих систем управління (АСУ) цехів і підприємств.

20.8.1. Особливості використання та характеристики

Особливості використання і характеристики ПЛК розглянемо на прикладі контролера серії *Alpha* фірми *MITSUBISHI Electric*, як типового для рішення задач автоматизації окремих об'єктів при числі сигналів вводу/виводу до 28. Зовнішній вигляд наведений на рис. 20.23. Виконаний контролер у пластмасовому корпусі, зверху і знизу передбачені розбірні з'єднання (клемники) для приєднання кіл живлення, вхідних і вихідних затискачів. На лицевій панелі є рідиннокристалічний (РК) дисплей, 8 функціональних клавіш для програмування, редагування і відображення інформації. Використовуючи РК-дисплей можна: відображати параметри функціональних блоків, змінювати значення, виводити текстові повідомлення.

Основні характеристики контролера моделі *ALPHA XL* наведені в табл. 20.5, де *DC* – постійний струм, *AC* – змінний струм.

Опції розширення:

– 4 канали дискретного вводу (24 В *DC*) або 2 лічильники (1 кГц);

Таблиця 20.5. Основні характеристики контролера

Модель ALPHA XL	AL2-14	AL-2-24
Канали вводу/виводу	14 (розширення до 18)	24 (розширення до 28)
Електропостачання	100... 240 В AC, 24 В DC	100.. 240 В AC, 24 В DC
Канали дискретного вводу	8	15
Канали вводу, що програмуються як аналогові	8 (DC)	8 (DC)
Канали виводу	6 (230В AC/30В DC)	9 (230В AC/30В DC)
Максимальний струм навантаження	2 А на 1 канал виводу	2 А на 1 канал виводу
Функціональні блоки	До 200	До 200
Вбудовані функції	38	38
Габаритні розміри (мм)	124,6 x90x52	124,6 x90x52

- 4 канали дискретного вводу (змінного струму (AC) 240 В);
- 4 канали релейного виводу (2 А);
- 4 транзисторних канали виводу (0,5 А);
- 2 канали аналогового вводу (12 біт);
- канал температурного вводу (термопара або термометр опору);
- блок живлення постійного струму (DC) 24 В.

Всі контролери серії АЛЬФА мають вбудовані функції годин-

ник/дата і енергозбереження. У випадку відключення живлення контролер забезпечує зберігання даних протягом 20 днів.

Типова схема зовнішніх з'єднань, що містить також кола живлення, наведена на рис. 20.24. Для підключення входів і виходів використана схема зі спільним затискачем +. При цьому входні сигнали можуть бути цифрові (кнопки *SB*, вимикачі, контакти реле *K2*) або аналогові (потенціометр *R_p*) від 0 до 10 В. Для вихідних кіл використана схема з'єднань транзисторів зі спільним емітером

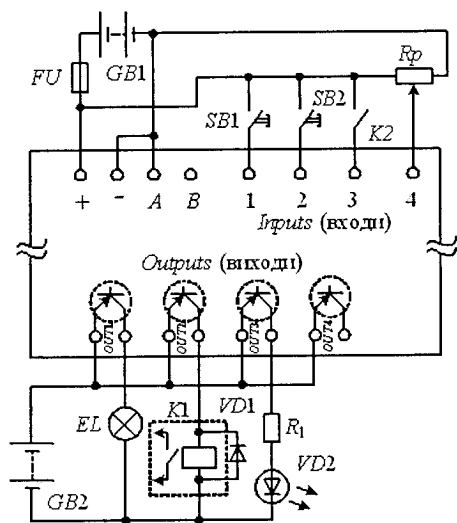


Рис. 20.24. Схема зовнішніх з'єднань контролера

при підключенні різноманітних типів навантаження (лампа *EL*, світлодіод *VD2*, котушка реле *K1*).

20.8.2. Особливості програмування

ПЛК постачаються з власним спеціальним програмним забезпеченням різноманітного рівня складності. Програмування можливе з використанням:

- принципу релейно-контактних схем;
- діаграм функціональних блоків (*FBD*);
- спеціальної мови *STL* за типом Асемблера.

Використання при опису зв'язків між входами і виходами контролера принципу релейно-контактних схем достатньо наочно,

просто і зручно, особливо при прямій заміні існуючих схем. Це було досить актуальним на стадії створення перших ПЛК.

Використання мови *STL* характерно для складних застосувань, коли переслідуються задача мінімізації часу виконання й обсягу, що займає програма у пам'яті ПЛК (функціональний блок має розмір 10...20 байт).

У сучасних ПЛК звичайно використовують *FBD*-систему команд. Вона включає у себе набір функціональних блоків (ФБ), відповідних певним операціям. Програмування з використанням ФБ, за суттю, зводиться до визначення і завдання зв'язків між входами (вхідними змінними) і виходами (вихідними змінними). При цьому використовується графічна форма подання у вигляді функціональної схеми – діаграми.

Такий метод достатньо простий і не потребує глибокої професійної підготовки користувача. При цьому більш важливою стає задача правильної формалізації алгоритму функціонування об'єкту.

У табл. 20.6 наведені стандартні функціональні блоки, що використовуються у ПЛК (користувач має також можливість створювати свої власні блоки). Слід відзначити, що в останніх модифікаціях контролерів додані математичні операції, функції передачі текстових повідомлень *SMS* і блок широтно-імпульсної модуляції – *PWM*. Обсяг пам'яті програм збільшений з 64 до 200 функціональних блоків (майже в три рази).

Програмування у *FBD* можливо безпосередньо з використанням функціональних клавіш і РК-дисплею на лицевій панелі контролера. Вся необхідна інформація відображається на дисплеї і може редагуватися в залежності від потреб користувача.

Проте, пряме програмування з пульта контролера має ряд незручностей і вимагає певних навиків. Надважке і налагодження програми. Тому на практиці, зазвичай використовується програмний пакет *AL-PCS/WIN (SW0D5-ALVLS-EU)*. При цьому можливе відлагодження програми, як з підключеним до комп'ютера контролером (інтерактивне відображення станів входів/виходів, параметрів системи і значень, що змінюються), так і без нього. Контролер повинен бути зв'язаний з ПК через спеціальний кабель *AL-232CAB*.

Таблиця 20.6 – Опис основних типів функціональних блоків контролера

№	Тип блоку	Функція, що виконується
1	AND	Логічне «І» – множення (незадіяні входи сприймаються – як «1».
2	OR	Логічне «АБО» – додавання (незадіяні входи сприймаються як «0»).
3	XOR	Виключне «АБО», (вихід «1», коли тільки один з двох входів «1»).
4	NAND	«І-НГ» (незадіяні входи – як «1»).
5	NOR	«АБО-НІ» (незадіяні входи – як «0»).
6	NOT	«НІ» – заперечення.
7	BOOLEAN	Комбінаційна логічна функція з декількох операторів AND, OR, XOR або NOT
8	SET/RESET	RS – тригер (перемикання реле у стан «1» – ввімкнуте або «0» – вимкнуте)
9	DELAY	Затримка у часі на вмикання і вимкнення
10	ONE SHOT	Формувач окремого імпульсу заданої тривалості $t_{\text{вих}}$, що менша від тривалості вхідного сигналу $t_{\text{вх}}$ ($t_{\text{вих}} \leq 3267.7$ сек)
11	PULSE	Генератор короткочасних імпульсів – за перепадом сигналу на вході
12	FLICKER	Очікуючий мултивібратор, що формує імпульси заданих тривалості і частоти при надходженні сигналу «1»
13	ALT	Лічильний тригер – перемикається за певним фронтом (перепадом) імпульсу на вході
14	COUNTER	Двійковий лічильник
15	Up/Down COUNTER	Двійковий лічильник зі зміною напрямку рахування і попередньою настановою
16	COMPARE	Порівняння двох значень <, >, =, <=, >=, <>
17	TIME SWITCH	Годинник реального часу з вимикачем, час спрацьовування (вмикання або вимкнення) якого задається.
18	OFFSET GAIN	Підсилення зі зміщенням і обмеженням по виходу (обчислює аналогове значення) $y = A/B \times x + C$
19	DISPLAY	Відображає інформацію на дисплеї
20	ZONE COMPARE	Перевіряє відповідність контрольованого параметра заданому діапазону значень
21	SHMITT TRIGGER	Тригер Шмітта (функція гістерезису)
22	HOOR METER	Перемикає вихід у стан «Вмк» або «Вимк» по завершенні заданого періоду часу
23	System Outputs	Керування зовнішніми приладами

20.8.3. Приклад використання контролера типу ALPHA для автоматизації технологічного об'єкта

В якості об'єкта автоматизації розглянемо ту ж установку для термічної обробки деталей, що використовувалася в п.п. 20.7.3

Для спрощення аналізу і складання програми використаємо часові діаграми, що наведені на рис. 20.25.

За цикл роботи можна виділити наступні етапи: час до вимкнення печі (транспортування, завантаження, нагрів у печі) і час після її вимкнення (транспортування на склад). Для керування кожним ВП необхідно сформувати відповідні часові сигнали (імпульси) і задати цикл роботи.

Схема (робоче вікно програми FBD), що реалізує програму роботи приладу з використанням ФБ, наведена на рис. 20.26. В якості входів для підключення кнопок «Пуск» і «Стоп» використані входи I04 і I06. Вхід I03 використано як аналоговий для підключення давача температури. Для керування ВП1-ВП4 використаємо однойменні виходи O01 O04.

Для виконання команд «Пуск» і «Стоп» – при натисканні відповідної кнопки керування використовується RS-тригер (B03). Для встановлення його у стан, що відповідає 1, до входу SET підключена кнопка «Пуск» (I04), для скидання до входу RESET підключена

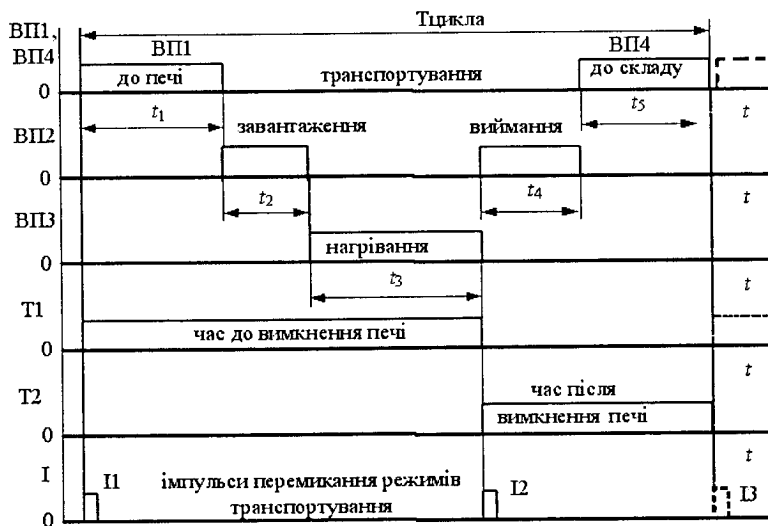


Рис. 20.25. Часові діаграми роботи TO

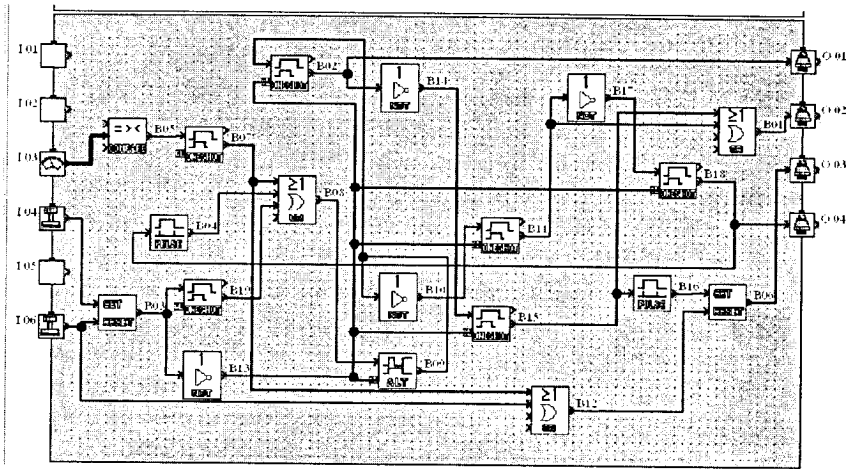


Рис. 20.26. Робоче вікно (FBD) програми, що реалізує алгоритм роботи контролера

кнопка “Стоп” (I06). Вихідний сигнал тригера після інвертування (блок NOT B13) подається на входи скидання (очищення – *clear*) блоків B02, B18, B15, B09, B11 – здійснюється вимкнення всіх ВП.

Запуск здійснюється короткочасним натисканням кнопки «Пуск» (вхід I04), що призводить до встановлення тригера B03, вихідний сигнал якого подається на формувач окремого короткочасного імпульсу – блок *ONE SHOT* (B19), виходу якого на рис. 20.25 відповідає імпульс I1. Таким чином виключається ефект “деренчання” контактів при натисненні кнопки, коли замість одного виникає декілька імпульсів, що порушує роботу схеми.

Подальші перемикання режимів роботи можна здійснити у відповідності з імпульсами I2 (фіксує досягнення заданого значення температури печі) і I3 (вимкнення ВП4 на етапі транспортування до складу). Для цього використаємо лічильний тригер (блок *ALT-B09*), на вході якого імпульси I1, I2, I3 (тривалість їхня незначна) складуються блоком АБО-OR (B08). Вихідна напрута тригера T1 (рис. 20.25) приймає значення $T1 = 1$ на інтервалі часу до вимкнення печі. Інверсний до T1 сигнал T2 (приймає значення $T2 = 1$ на інтервалі після вимкнення печі) одержуємо після блоку NI-NOT (B10).

Для формування сигналу I2, сигнал з виходу датчика температури подаємо на аналоговий вхід I03 з наступним перетворенням до цифрового вигляду (АЦП розуміється безпосередньо в самому

аналоговому вході і на схемі він не відображається). Завдання температури нагрівання ($t^{\circ}_{\text{Зад}}$) здійснюється компаратором COMPARE (B05) при настанові його параметрів. Для фіксації моменту спрацьовування компаратора (перекидання із стану 0 в стан 1) при досягненні заданого рівня температури ($t \geq t^{\circ}_{\text{Зад}}$) до його виходу підключено формувач окремого імпульсу фіксованої тривалості ONE SHOT (B07).

Сигнал I3, що фіксує перепад ВП4 із «1» у «0», формується формувачем імпульсів за перепадом сигналу (здається при настроюванні параметрів блоку) на виході PULSE (B04).

Для керування ВП2 на кожному з етапів, до вимкнення і після вимкнення печі, формується свій часовий сигнал. Результуючий сигнал керування отримаємо шляхом додавання – блок OR (B01).

Етап 1 (до вимкнення печі):

– імпульс на вмикання ВП1 тривалістю t_1 формується з T1 (з виходу B09) блоком ONE SHOT (B02);

– імпульс на вмикання ВП2 з тривалістю t_2 формується при вимкненні ВП1 блоком ONE SHOT (B15), підключеним до виходу B02 через блок NOT (B14);

– імпульс на вмикання ВП3 з тривалістю t_3 формується RS-тригером (B06), для настанови якого на вхід SET подається імпульс на вмикання ВП2 через блок PULSE (B16), що формує короткочасний імпульс за спадом сигналу на вході з “1” у “0”;

– вимкнення ВП3 (скидання RS-тригера) здійснюється за сигналом I2 (вихід B07) або сигналом «Стоп» (кнопка на вході I06), що подаються на вхід RESET тригера через блок OR (B12).

Етап 2 (після вимкнення печі):

– імпульс на вмикання ВП2 з тривалістю t_4 формується з T2 (блок B10) блоком ONE SHOT (B11);

– імпульс на вмикання ВП4 з тривалістю t_5 формується при вимкненні ВП2 блоком ONE SHOT (B18), підключеним до виходу B11 через блок NOT (B17).

20.8.4. Застосування програмованих логічних контролерів у системах автоматизації технологічних об'єктів

Побудова сучасних систем автоматизації технологічних об'єктів і виробничих процесів характеризується все більшим впровадженням сучасних персональних комп'ютерів (як правило, у

промислового виконанні) і локальних мереж (*LAN – Local Area Network*). При цьому вартість сучасних ПК порівняно невелика, а для керування периферійними об'єктами все ширше застосовуються ПЛК, номенклатура яких дозволяє реалізувати як найпростіші операції керування на рівні релейно-контактних схем, так і надто складні закони керування, і збір інформації про технологічний процес. Як правило, всі сучасні ПЛК мають комунікаційні засоби – звичайно 1 або 2 порти *RS-232*. Таким чином, з'являється можливість організації централізованого керування й аналізу технологічного процесу за допомогою ПК і розподіленої мережі ПЛК, керуючих об'єктами, об'єднаних за допомогою *LAN*. Як правило, в такій мережі є один ПК і декілька ПЛК, що називаються периферійними станціями (*PS*). В цьому випадку ПК грає роль генератора команд для всіх ПЛК і одержувача всієї інформації від них. Така мережа називається командно-інформаційною (*Command-Informational CI LAN*). В такій мережі ініціатором будь-яких процесів може бути тільки ПК. Периферійні станції лише одержують команди від ПК, розпізнають і виконують їх, і передають дані в ПК у відповідь на його запит. Типова структура *CI LAN* має вигляд, що поданий на рис. 20.27.

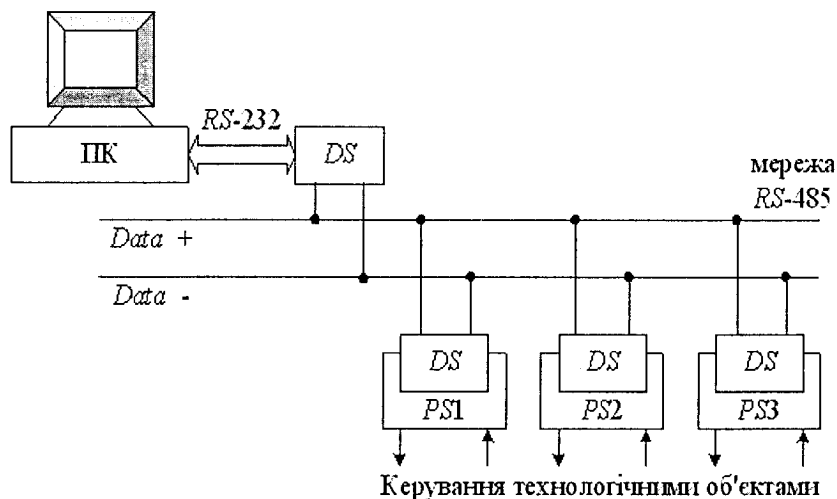


Рис. 20.27. Типова структура локальної командно-інформаційної мережі

Для організації обміну кожний прилад, що підключається до мережі, повинен бути обладнаний спеціальним вузлом, що узгоджує стандартний порт *RS-232* зі стандартом обміну, прийнятим в даній мережі. Цей прилад називають диспетчером мережі (*DS*). Як правило, сучасні мережі на фізичному рівні обміну виконані за стандартом *RS-485*. Протокол обміну в цьому стандарті аналогічний протоколу *RS-232*, але реалізується двома лініями *Data+* і *Data-*, до яких і підключаються всі пристрої. Тобто диспетчер мережі в найпростішому випадку перетворює рівні сигналів інтерфейсу *RS-232* у рівні *RS-485*, а також реалізує гальванічну розв'язку приладів один від одного. Переключення диспетчера з прийому на передачу і назад здійснюється автоматично за сигналами *RTS* і (або) *DTR*, що виробляються приймачем — передавачем *RS-232 (USART)*. Таким чином, власне обмін байтами між пристроями, підключеними до мережі, здійснюється відповідно протоколу інтерфейсу *RS-232* (на логічному рівні), а для правильної передачі інформації по мережі використовується спеціальний протокол обміну мережі. В нинішній час використовується ряд протоколів мережі, розроблених різноманітними фірмами — *ProfiBus*, *CAN*, *DeviceNet*, *ModBus* та ін. Для реалізації обміну кожний прилад, окрім відповідних апаратних засобів, повинен мати і програмне забезпечення, що реалізує один з протоколів мережі.

Загальна програма роботи системи і керування всією *CI LAN* знаходиться на ПК. Він в певні моменти часу видає в мережу певну послідовність байтів, що називається фреймом команди (*Command Frame*). Формат фрейму відрізняється в різних видах протоколів обміну, але в будь-якому випадку містить унікальну адресу станції, якій адресована команда. Фрейм команди всі станції приймають водночас, при цьому станція, якій він адресований (визначивши свою адресу у фреймі), виконує задані командою дії і передає ПК фрейм відповіді. Інші станції, визначивши, що командний фрейм адресований не їм, ігнорують його і очікують приходу наступного командного фрейму. Таким чином, ПК по чергово у відповідності з основною керуючою програмою передає необхідні команди периферійним станціям, керуючи технологічним процесом, а також одержує від них інформацію, відображаючи на дисплеї поточний стан об'єктів управління. Типова структура фрейму команди має вигляд, що поданий у табл. 20.7.

Таблиця 20.7. Структура фрейму команди

№ байта	Найменування
1	Заголовок (байт синхронізації)
2	Адреса станції
3	Код команди
4	Байти даних
5	Те ж саме
...	...
n	Контрольна сума

Перший байт фрейму – спеціальний байт синхронізації, що означає початок фрейму. Другий – адреса станції, до якої направлена команда, далі код команди, яку повинен виконати адресований контролер. Після цього слідує декілька байт даних, що необхідні для виконання команди (наприклад – команда ПЛК, керуючому приводом верстату, «Встановити частоту обертання шпинделя», а в байтах даних – значення частоти обертання, що необхідно встановити). Якщо для виконання команди дані не потрібні (наприклад, команда «Вімкнути привод»), байти даних встановлюються нульовими. Для перевірки правильності прийому команд кожний фрейм завершується контрольною сумою, що обчислюється за певним правилом для всіх байт, які передаються в даному фреймі. Станція, прийнявши фрейм, також обчислює контрольну суму і порівнює її з прийнятою у фреймі. При незбігу значень даний фрейм ігнорується і очікується прийом наступного. Якщо суми співпали, станція виконує задані командою дії і передає ПК фрейм відповіді, як правило, аналогічний прийнятому, де замість коду команди може міститися код помилки або стан контролера станції.

Така побудова системи керування об'єктами, поперше, істотно спрощує електричні з'єднання в системі (для кожного об'єкту залишається тільки кабель живлення і сигнальний кабель мережі), а по-друге, дозволяє здійснити наочне інтелектуальне керування, використовуючи потужні засоби програмування і візуалізації керуемого ПК. Крім того, алгоритми керування можуть легко удосконалюватися шляхом поновлення програмного забезпечення ПК.

20.8.5. Приклади сучасних контролерів

Мікропроцесорна техніка та мікроконтролери безперервно удосконалюються та поновлюється, їхнє застосування поширюється. Так на рис. 20.28 подано вже більш досконалий, ніж на рис. 20.23, сучасний мікроконтролер серії *Alpha XL*.

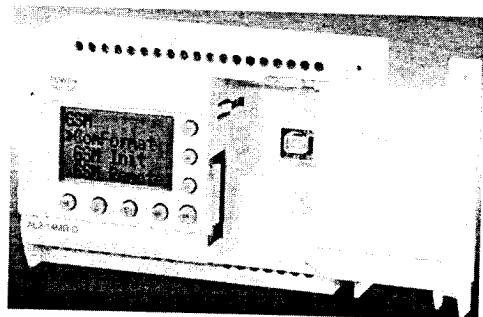


Рис. 20.28. Мікроконтролер серії *Alpha XL*

На рис. 20.29 представлено продукцію ВАТ «Електромеханика»: а) мікроконтролер серії ПМК-1, який має до 32 каналів вводу/виводу, програмується в середовищі *LD Studio* (ПС 4), мова програмування: *PKC*, габаритні розміри 266×189×115 мм; б) програваний контролер серії ПКЕМ-3 — до 320 каналів вводу/виводу, програмується в середовищі *Isagraf*, мови програмування: графічні *SFC, FBD, LD*; текстові *IL, ST, C*; в) універсальний програваний контролер серії УПУ-ТП-2 — до 1024 каналів вводу/виводу, струмова петля *TTY*; програмується в середовищі ПС-2, *LD Studio* (ПС-4), мови програмування *PKC*, мнемокод.

Додамо, що усі прилади мають енергонезалежне ОЗП, зовнішній інтерфейс *RS 232* (варіант в ще — *RS 485*), у варіантах б і в є *SCANA*-системи, а також вони мають варіанти виконання з різною кількістю модулів вводу/виводу, підтримку мережних протоколів *MODBUS, ENTERNET*.

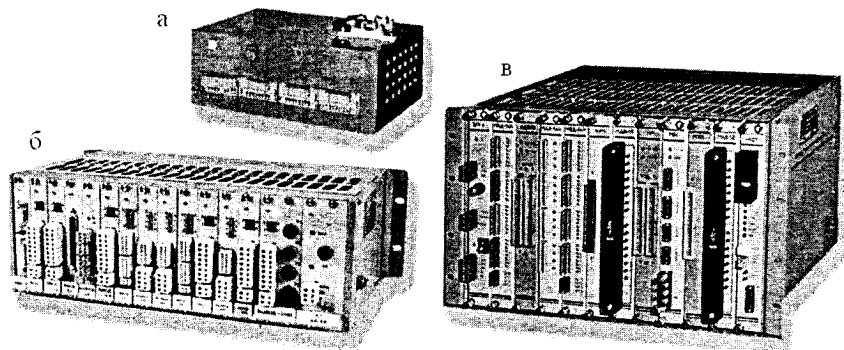


Рис. 20.29. Контролери ВАТ «Електромеханика»

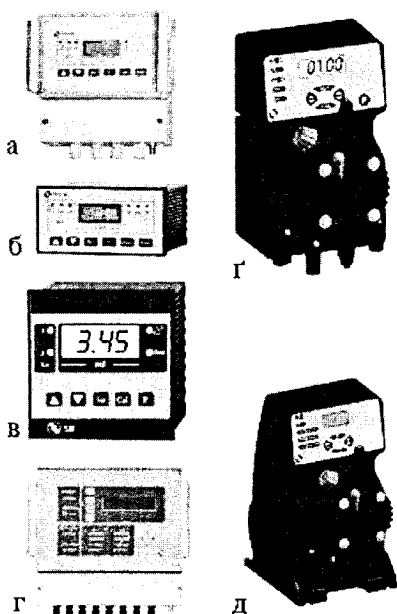


Рис. 20.30. Мікроконтролери для дозувальних систем та дозувальні насоси

може використовуватися для басейнів та очистки води; має лінійність та стабільність вимірів з точністю $\pm 0,1\%$, прилад функціонує на основі мікропроцесора з *LCD* дисплеєм і *LED* індикаторами, з високою якістю програмування, точною та постійною перевіркою стану системи дозування та контролю; розміри $323 \times 288 \times 132,5$ мм.

На рис. 20.30 г, д, представлено соленоїдний і мембранний аналогові та цифрові насоси-дозатори з розширеним режимом дозування, мікропроцесорним керуванням та вбудованими контролерами *pH*, *Redox* (ОВП) *Cl₂*, *CD* у комплектному виконанні; вони мають пластиковий протикислотний корпус, панель керування захищена плівкою від ультрафіолетового випромінювання; продуктивність 1..20 л/год, протитиск 1...15 бар; розміри $190 \times 120 \times 150$ мм та $221 \times 127 \times 192$ мм, відповідно.

На рис. 20.31 поданий компактний недорогий багатофункціональний мікрокроковий контролер μ *SMC-USB* з сучасним

На рис. 20.30 показані ви-
роби для дозувальних систем
та дозувальні насоси фірми
ETATRON D.C. Варіанти а, б, в
— високоточні контролери серій
B, *R*, *SR* з цифровим керуван-
ням, мікропроцесорною і *SMD*
технологією і *LCD* дисплеєм,
вони мають багатофункціональ-
не програмування, лінійність та
стабільність вимірювань з точ-
ністю $\pm 0,2\%$, пластиковий кор-
пус з полістиролу з габаритами
 $191,5 \times 176 \times 103$ мм, $72 \times 144 \times 120$
мм і , $96 \times 96 \times 118$ мм, відповідно,
вага від 0,7 до 0,9 кг. Варіант г –
прилад *MultiControl/B* багато-
функціонального вимірювання
та контролю таких параметрів:
pH, *Redox*, *Cl₂* (вільного хлору) і
температури, він повністю
контролює процес дозування і

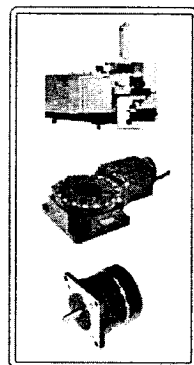
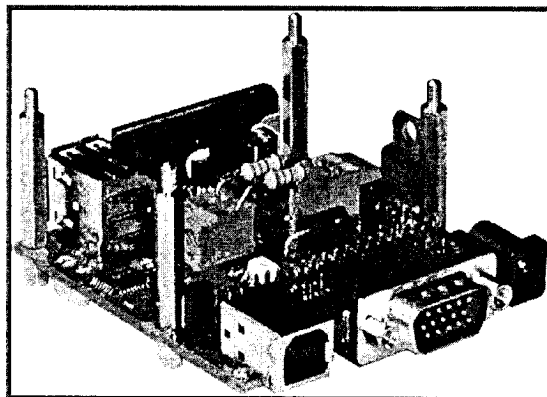
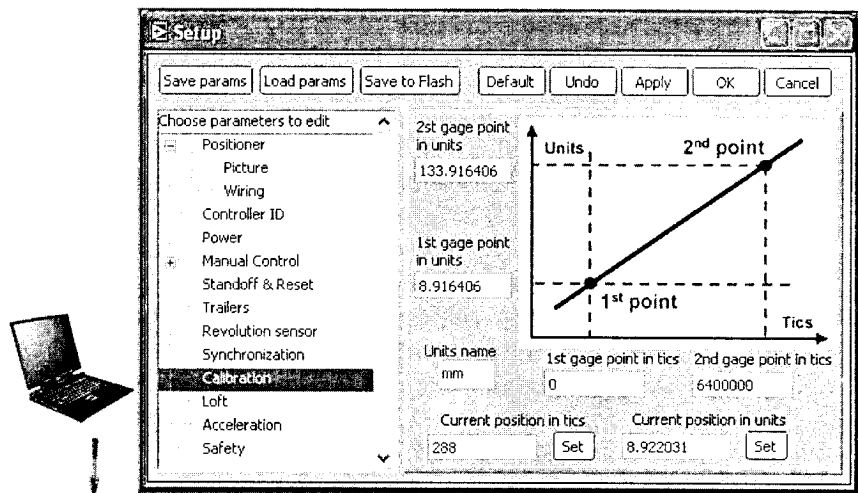


Рис. 20.31. Багатофункціональний мікрокроковий контролер μ SMC-USB та його місце у комп'ютерному керуванні різними об'єктами

інтерфейсом *USB*, призначений для місцевого або віддаленого керування біполярним кроковим двигуном.

Він містить у себе силовий драйвер, інтегрований мікроконтролер «усе у одному», трипортовий інтерфейс, у пристрої передбачено системи захисту за струмом, напругою та температурою. Керування та контроль параметрів роботи, таких як положення, прискорення/уповільнення, швидкість, напрямок руху здійснюється з персонального комп'ютера через інтерфейс. Параметри

можуть зберігатися в енергонезалежній пам'яті, вбудований *USB hub* дозволяє каскадувати контролери (до 30 на один комп'ютер). Мови програмування *C*, *C++*, *LabView* тощо.

Запитання для самоконтролю

1. У чому різниця між поняттями мікропроцесор (МП), мікро-ЕОМ, мікроконтролер (МК)?
2. Назвіть основні типи архітектур МП, що у них спільного, у чому різниця?
3. Який мінімальний набір елементів, окрім МП, є необхідним для функціонування мікропроцесорної системи?
4. Що таке шина? Чому шина адреси звичайно має більше розрядів, ніж шина даних?
5. Які операції звичайно у МП виконує АЛП?
6. У чому є особливість програмування МП у порівнянні з програмуванням на мовах високого рівня?
7. Які з регістрів МП найбільш часто використовуються і для чого?
8. Структура команди МП. Які засоби адресації використовуються?
9. Що таке "стек"? У яких типах операцій він використовується?
10. Які основні типи команд звичайно містить набір команд МП?
11. Яким чином здійснюється зв'язок МП з зовнішніми приладами? Які засоби передавання даних використовуються?
12. Назвіть основні типи периферійних пристроїв, яку вони мають структуру, принципи програмування.
13. Що таке програмований логічний контролер, які особливості його застосування?
14. Як здійснюється програмування контролерів з використанням діаграм функціональних блоків?

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Физический энциклопедический словарь / Гл. ред. А. М. Прохоров. – М.: Советская энциклопедия, 1984. – 944 с.
2. Электротехнический справочник: В 3 т. Общие вопросы. Электротехнические материалы / Под общ. ред. В. Г. Герасимова и др. – Т.1. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 488 с.
3. Блажкин А. Т., Бессекерский В. А., Фролов Б. В. и др. Общая электротехника: Учеб. пособие для вузов / Под ред. А. Т. Блажкина. – Л.: Энергия, Ленингр. отд-ние, 1979. – 472 с.
4. Герасимов В. Г., Зайдель Х. Э., Коген-Далин В. В. и др. Электротехника: Программир. учеб. пособие для неэлектротехнич. спец. вузов / Под ред. В. Г. Герасимова. – М.: Высш.шк., 1983. – 480 с.
5. Трегуб А. П. Электротехника / Под ред. Е. В. Кузнецова. – К.: Вища шк., 1987. – 600 с.
6. Касаткин А. С., Немцов В. М. Электротехника. – М.: Энергоатомиздат, 1993. – 440 с.
7. Сборник задач по электротехнике и основам электроники / Под ред. В. Г. Герасимова. – М.: Высшая школа, 1987. – 288 с.
8. Мильх В. И. Электрические цепи. Учеб. пособие. – Х.: НТУ «ХПИ», 2003. – 159 с.
9. Данько В. Г., Мілих В. І., Черкасов А. К. та ін. Електротехніка: Навч. посібник для самостійної роботи студентів. – К.: УМК ВО, 1990. – 264 с.
10. Мильх В. И. Магнитные цепи и электротехнические устройства: Учеб. пособие. – Х.: НТУ «ХПИ», 2003. – 184 с.
11. Данько В. Г., Мілих В. І., Карпенко Ф. Т., Марков В. С. Збірник задач з електротехніки: Навч. посіб. – Х.: НТУ «ХПИ», 2004. – 119 с.
12. Мілих В. І. Електротехніка та електромеханіка: Навч. посібник. – К.: Каравела, 2005. – 376 с.
13. Таев И. С., Буль Б. К., Годжелло А. Г. и др. Основы теории электрических аппаратов: Учеб. для вузов по спец. «Электрические аппараты»/ Под ред. И. С. Таева. – М.: Высш. шк., 1987. – 352 с.
14. Электрические измерения (с лабораторными работами): Учебник для техникумов / Под. ред. В. Н. Малиновского. – М.: Энергоатомиздат, 1982. – 392 с.

15. Келим Ю. М. Электромеханические и магнитные элементы систем автоматики. Учеб. для сред. спец. уч. заведений. – М.: Высш. шк., 1991. – 304 с.
16. Пиотровский Л. М. Электрические машины. Учебник для техникумов. – Л.: Энергия, 1974. – 504 с.
17. Справочник по электрическим машинам: В 2 т. / Под общ. ред. И. П. Копылова и Б. К. Клокова. – Т.1. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 456 с.
18. Самофалов К. Г., Викторов О. В. Микропроцессоры. – Б-ка инженера. – К.: Техника, 1989. – 312 с.
19. Предко М. Справочник по PIC-микроконтроллерам. Пер. с англ. – М.: ДМК Пресс, 2002; ООО “Издательский дом “Додека XXI”, 2002. – 512 с.: ил. (Серия “Справочник”).
20. Титце У, Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. – Мир, 1982. – 512 с.
21. Руденко В. С., Сенько В. И., Чиженко И. М. Преобразовательная техника – К. : Вища шк., 1983. – 431 с.
22. Диоды: Справочник / О. П. Григорьев и др. – М.: Радио и связь, 1990. – 336 с.
23. Тиристоры: Справочник / О. П. Григорьев и др. – М.: Радио и связь, 1990. – 272 с.

Серія “Українська книга”

Навчальне видання

**МІЛИХ Володимир Іванович
ШАВЬОЛКІН Олександр Олексійович**

ЕЛЕКТРОТЕХНІКА, ЕЛЕКТРОНІКА ТА МІКРОПРОЦЕСОРНА ТЕХНІКА

Керівник видавничих проектів Ю. В. Піча
Літературний редактор В. А. Корнієнко
Комп'ютерна верстка В. С. Гарвона

Підписано до друку 06.05.2008 р.

Формат 60x84/16. Папір офсетний. Гарн. Excelsior. Друк офсетний.
Ум. друк. арк. 42,97. Обл.-вид. арк 44,3. Наклад 1000 прим. Зам. № 2010/201

Видавництво «Каравела»,
просп. Рокосовського, 8а, м. Київ, 04201, Україна.
Тел. (044)592-39-36, 360-36-99. E-mail: caravela@ukr.net
www.caravela.kiev.ua

Свідоцтво про внесення суб'єкта видавничої справи до
Державного реєстру видавців, виготівників і розповсюджувачів
видавничої продукції: ДК №2035 від 16.12.2004 р.

Виготовлено у ТОВ «Навчальний друк»,
Україна, 62300, Харківська обл., м. Дергачі, вул. Петровського, 163а.
Тел./факс: 8 (05763) 321-99. E-mail: n_druk@ukr.net
Свідоцтво: серія ХК № 58 від 10.06.2002 р.



Видавництво «Каравела» (м. Київ)

пропонує вашій увазі:

Мілих В. І.

Електротехніка та електромеханіка

Навчальний посібник

(гриф МОНУ №14/18.2-2574 від 06.12.2004 р.)

— К.: Каравела, 2005. — 376 с.

Формат 60x84/16.



У посібнику викладено навчально-теоретичний матеріал, що описує основні поняття і закони електричних і магнітних кіл, співвідношення електричних і енергетичних величин, які характеризують стан цих кіл, а також розглянуто конструкцію, принцип дії, характеристики та принципи управління таких електротехнічних пристроїв як трансформатори, електровимірювальні прилади, електричні апарати, електричні машини постійного та змінного струму. Теоретичний матеріал супроводжується чисельними прикладами.

Призначений для студентів неелектротехнічних спеціальностей.

СТИСЛИЙ ЗМІСТ

1. ОСНОВИ АНАЛІЗУ ЕЛЕКТРИЧНИХ КІЛ
2. ЕЛЕКТРИЧНІ КОЛА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ
3. КОЛА СИНУСОЇДНОГО СТРУМУ
4. ТРИФАЗНІ ЕЛЕКТРИЧНІ КОЛА
5. ПЕРЕХІДНІ ПРОЦЕСИ В ЕЛЕКТРИЧНИХ КОЛАХ
6. НЕЛІНІЙНІ ЕЛЕКТРИЧНІ КОЛА
7. КОЛА НЕСИНУСОЇДНОГО ПЕРІОДИЧНОГО СТРУМУ
8. МАГНІТНІ КОЛА
9. ТРАНСФОРМАТОРИ
10. ЕЛЕКТРИЧНІ ВИМІРЮВАННЯ
11. ЕЛЕКТРИЧНІ АПАРАТИ
12. ЗАГАЛЬНЕ УЯВЛЕННЯ ПРО ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ
13. ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ
14. ТРИФАЗНІ АСИНХРОННІ ДВИГУНИ
15. ТРИФАЗНІ СИНХРОННІ МАШИНИ

ЕЛЕКТРОТЕХНІКА, ЕЛЕКТРОНІКА ТА МІКРОПРОЦЕСОРНА ТЕХНІКА



МІЛИХ Володимир Іванович.
Професор, доктор технічних наук, за-
відувач кафедри електричних машин
Національного технічного університету
"Харківський політехнічний інститут".
Висококваліфікований науково-педаго-
гічний фахівець, працював на посадах
асистента, ст. викладача, доцента, про-
фесора кафедри загальної електротехні-
ки. Нагороджений знаком "Відмінник
освіти України", є членом Комісії з елек-
тротехніки та електромеханіки МОНУ.

Автор або співавтор понад 160 наукових праць, 8 авторських
свідoctв на винаходи, 47 навчально-методичних розробок, в т.ч.
13 підручників та навчальних посібників, з них 7 з грифом Міні-
стерства освіти і науки України.

Сайт: <http://users.kpi.kharkov.ua/kem/>
e-mail: mvikpi@kpi.kharkov.ua

ШАВЬОЛКІН Олександр Олексійович.
Доцент, кандидат технічних наук, заступ-
ник завідувача кафедри електротехні-
ки Донецького національного техніч-
ного університету. В університеті пра-
цює з 1978 року, є провідним науково-
педагогічним фахівцем кафедри.

Автор 25 навчально-методичних роз-
робок, в т.ч. навчального посібника з
грифом Міністерства освіти і науки
України, опублікував понад 130 науко-
вих праць, отримав 9 авторських сві-
доctв та 5 патентів на винаходи.

E-mail: sha@dgtu.donetsk.ua



ISBN 966-8019-85-7



9 17 8 9 6 6 8 4 0 1 9 7 5 3 1