

ОСНОВИ
ЕЛЕКТРОНІКИ:
функціональні
елементи
та їх застосування

ПІДРУЧНИК

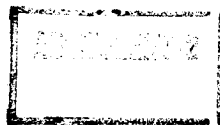


621.38(075)
С 78

П. Г. Стахів, В. І. Коруд, О. Є. Гамола

ОСНОВИ ЕЛЕКТРОНІКИ: функціональні елементи та їх застосування

ПІДРУЧНИК



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

НТБ ВНТУ



448453

«НОВИЙ СВІТ-2000»
ЛЬВІВ — 2006

УДК 621.38 (075.8)

С 77

*Затверджено Міністерством освіти і науки України
як підручник для студентів вищих закладів освіти.
(Лист № 1/11—2604 від 22.04.2003 р)*

Рецензенти:

*В.Я. Жуйков, доктор технічних наук, професор, Національний
технічний університет “Київський політехнічний інститут”
М.М. Юрченко, доктор технічних наук, професор, Інститут елек-
тродинаміки НАН України*

Стахів П. Г., Коруд В. І., Гамола О. Є.

С 77 Основи електроніки: функціональні елементи та їх застосування.
Підручник для студентів неелектротехнічних спеціальностей вищих
навчальних закладів. — Львів: «Новий Світ—2000». — 2006. —
208 с.

448453

ISBN 966-7827-27-25 «Новий Світ – 2000»

УДК 621.38 (075.8)

**НТБ ВНТУ
М.Вінниця**

У підручнику подано основні властивості сучасних напівпровідни-
кових елементів, їх принцип роботи та електричні характеристики. Роз-
глянуто роботу функціональних елементів електроніки, подано ре-
комендації щодо їх практичного використання та основи розрахунку їх
основних параметрів.

Для студентів неелектротехнічних спеціальностей вищих навчаль-
них закладів.

ISBN 966-7827-27-25

© Стахів П. Г., Коруд В. І., Гамола О. Є., 2006

© Видавництво «Новий Світ — 2000», 2006

© Художнє оформлення О. І. Гуцуляк

ЗМІСТ

Передмова	7
Вступ	8
Розділ 1. Елементи напівпровідникової електроніки	10
1.1. Напівпровідникові діоди.....	11
1.2. Біполярні транзистори.....	15
1.3. Польові транзистори.....	19
1.4. Тиристори.....	21
1.5. Оптоелектронні елементи.....	24
<i>Приклади до розділу</i>	25
<i>Питання для самоперевірки</i>	26
<i>Задачі на самостійне опрацювання</i>	27
Розділ 2. Електронні ключі	29
2.1. Транзисторні електронні ключі.....	30
2.2. Тиристорні електронні ключі	31
2.3. Імпульсні перетворювачі	33
<i>Приклади до розділу</i>	34
<i>Питання для самоперевірки</i>	37
<i>Задачі на самостійне опрацювання</i>	37
Розділ 3. Випростувачі змінного струму	39
3.1. Некеровані однофазні випростувачі	42
3.2. Керовані однофазні випростувачі	44
3.3. Трифазні випростувачі.....	46
<i>Приклади до розділу</i>	49
<i>Питання для самоперевірки</i>	50
<i>Задачі на самостійне опрацювання</i>	51
Розділ 4. Згладжувальні фільтри	53
4.1. Пасивні згладжувальні фільтри.....	54
4.2. Активні згладжувальні фільтри.....	56
<i>Приклади до розділу</i>	58
<i>Питання для самоперевірки</i>	60
<i>Задачі на самостійне опрацювання</i>	60
Розділ 5. Стабілізатори напруги	63
5.1. Параметричні стабілізатори напруги.....	63

5.2. Компенсаційні стабілізатори напруги	66
<i>Приклади до розділу</i>	67
<i>Питання для самоперевірки</i>	68
<i>Задачі на самостійне опрацювання</i>	69
Розділ 6. Підсилювачі електричних сигналів	71
6.1. Структура підсилювачів	71
6.2. Однокаскадні підсилювачі	73
6.3. Зворотні зв'язки в підсилювачах	77
<i>Приклади до розділу</i>	78
<i>Питання для самоперевірки</i>	80
<i>Задачі на самостійне опрацювання</i>	80
Розділ 7. Операційні підсилювачі	83
7.1. Функціональні можливості операційних підсилювачів	83
7.2. Аналогові схеми на базі ОП	85
7.2.1. Масштабні інвертувальні підсилювачі	85
7.2.2. Масштабні неінвертувальні підсилювачі	86
7.2.3. Масштабні суматори	87
7.2.4. Інтегратори	89
7.2.5. Компаратори	90
<i>Приклади до розділу</i>	91
<i>Питання для самоперевірки</i>	93
<i>Задачі на самостійне опрацювання</i>	93
Розділ 8. Генератори гармонійних коливань	95
8.1. LC-генератори	97
8.2. RC-генератори	97
8.3. Стабілізація частоти коливань автогенераторів	98
<i>Приклади до розділу</i>	100
<i>Питання для самоперевірки</i>	101
<i>Задачі на самостійне опрацювання</i>	102
Розділ 9. Генератори імпульсів	104
9.1. Мультивібратори	107
9.2. Одновібратори	109
<i>Приклади до розділу</i>	111
<i>Питання для самоперевірки</i>	112
<i>Задачі на самостійне опрацювання</i>	113
Розділ 10. Генератори лінійно-змінної напруги	115

<i>Приклади до розділу</i>	119
<i>Питання для самоперевірки</i>	120
<i>Задачі на самостійне опрацювання</i>	120
Розділ 11. Перетворювачі частоти	123
11.1. Перетворювачі з безпосереднім зв'язком.....	124
11.2. Перетворювачі з проміжною ланкою.....	125
<i>Приклади до розділу</i>	127
<i>Питання для самоперевірки</i>	128
<i>Задачі на самостійне опрацювання</i>	128
Розділ 12. Логічні операції та елементи	130
<i>Приклади до розділу</i>	133
<i>Питання для самоперевірки</i>	134
<i>Задачі на самостійне опрацювання</i>	135
Розділ 13. Тригери	137
13.1. RS-тригери.....	138
13.2. D-тригери.....	139
13.3. JK-тригери.....	140
13.4. Тригери Шмітта.....	140
<i>Приклади до розділу</i>	141
<i>Питання для самоперевірки</i>	143
<i>Задачі на самостійне опрацювання</i>	143
Розділ 14. Перетворювачі інформації	145
14.1. Аналогово-цифрові перетворювачі.....	146
14.2. Цифрово-аналогові перетворювачі.....	147
<i>Приклади до розділу</i>	149
<i>Питання для самоперевірки</i>	149
<i>Задачі на самостійне опрацювання</i>	150
Розділ 15. Інтегральні схеми	152
<i>Приклади до розділу</i>	156
<i>Питання для самоперевірки</i>	157
<i>Задачі на самостійне опрацювання</i>	157
Розділ 16. Компоненти мікропроцесорів	159
16.1. Структура мікропроцесорів.....	159
16.2. Формування команд.....	162
<i>Приклади до розділу</i>	164
<i>Питання для самоперевірки</i>	165

<i>Задачі на самостійне опрацювання</i>	165
Розділ 17. Системи керування	167
17.1. Лінійний принцип керування	168
17.1.1. Широтно-імпульсні перетворювачі	169
17.2. Косинусний принцип керування	170
17.3. Цифрові системи керування	171
<i>Приклади до розділу</i>	171
<i>Питання для самоперевірки</i>	172
<i>Задачі на самостійне опрацювання</i>	172
Розділ 18. Алгоритми розрахунку пристроїв електроніки	174
18.1. Розрахунок стабілізованого джерела живлення	174
18.1.1. Приклад розрахунку	177
18.2. Система широтно-імпульсного керування	181
18.2.1. Приклад розрахунку	190
Додатки	196
<i>Графічні та літерні позначення</i>	196
<i>Основні параметри некерованих вентилів</i>	198
<i>Основні параметри стабілітронів</i>	199
<i>Параметри транзисторів</i>	200
<i>Параметри тиристорів</i>	201
<i>Параметри цифрових інтегральних мікросхем</i>	202
<i>Параметри операційних підсилювачів</i>	203
Список літератури	204

ПЕРЕДМОВА

В умовах подальшого технічного прогресу, що характеризується інтенсивним використанням електроніки та мікропроцесорної техніки, сучасний спеціаліст в будь-якій галузі науки й техніки повинен бути ознайомлений із основними функціональними пристроями електроніки, які становлять основу усіх систем керування технологічними процесами.

Структура та зміст підручника відповідає програмі навчальної дисципліни «Електроніка та мікропроцесорна техніка» для базового напрямку «Інженерна механіка» вищих навчальних закладів III-IV рівнів акредитації. Поряд із короткими теоретичними викладками про елементну базу електроніки основну увагу приділено роботі основних функціональних елементів. Окрім їх практичного використання, подані рекомендації щодо вибору таких елементів та основи їх розрахунку. З метою кращого засвоєння навчального матеріалу підручник містить також приклади задач практичного скерування. Кожний його розділ доповнено задачами для самоопрацювання, що важливо для самостійної роботи студента.

Автори глибоко вдячні професорам В. Жуйкову та М. Юрченко за цінні зауваження, зроблені ними під час рецензування підручника. Автори також виражають свою вдячність усім, хто допомагав у готуванні до друку підручника, а особливо ст. викладачу В. Мудрицькому і асистенту В. Мадаю, які розробили та провели практичну апрацювання завдань із самостійної роботи.

Усі зауваження й пропозиції просимо надсилати на адресу видавництва «Новий Світ — 2000» та «Магнолія плюс».

ВСТУП

Електроніка — галузь науки, що вивчає фізичні явища в напівпровідникових елементах, електричні характеристики та властивості пристроїв і схем, побудованих на їх базі.

Становлення електроніки як науки можна віднести до початку ХХ ст., коли було винайдено електронну лампу — діод (*В. Флемінг, 1904 р.*). В 50-х роках із винаходом напівпровідникового транзистора (*У. Шоклі, У. Браттейн, Дж. Бардин, 1948 р.*) розпочався етап напівпровідникової електроніки. Завдяки своїм перевагам порівняно з вакуумними приладами, транзистори зумовили бурхливий розвиток електроніки, що характеризувався малогабаритністю та відносно малим енергоспоживанням.

Новий поштовх розвитку електроніки надали інтегральні схеми (мікросхеми), промисловий випуск яких розпочався у шістдесятих роках й особливо сприяв інформаційній електроніці. Це привело до створення надвеликих інтегральних схем, які стали основними компонентами мікропроцесорів і електронних обчислювальних машин (ЕОМ). Використання інтегральних схем дало змогу збільшити надійність систем, зменшити їх габарити та споживану енергію.

Функціональні елементи, побудовані на базі інтегральних схем, поділяються за формою оброблюваних сигналів відповідно на аналогові та дискретні.

Аналогові функціональні елементи працюють з неперервними в часі електричними сигналами. Основною ознакою таких елементів є однозначна залежність вихідного сигналу від вхідного у кожний конкретний момент часу.

Дискретні функціональні елементи працюють з квантованими сигналами. Особливістю таких елементів є те, що відтворення вхідної інформації про досліджуваний процес внаслідок квантування характеризується частковою її втратою.

Сьогодення електроніки характеризується широким використанням цифрових елементів, у яких дискретні сигнали шляхом їх кодування замінюються відповідними числами. Такі елементи оперують логічними одиницями, що забезпечує подання будь-якої інформації у двійковій системі числення.

Кожний із етапів розвитку електроніки пов'язаний із певним рівнем технологічного прогресу й характеризується тільки йому властивими ознаками, поданими в табл. 1.

Таблиця 1

Основні етапи розвитку електроніки

<i>Етапи</i>	<i>Роки</i>	<i>Елементна база</i>	<i>Характерні ознаки</i>
<i>Перший</i>	<i>1904 — 1948</i>	<i>Вакуумні електронні лампи</i>	<i>Великі габарити, велике енергоспоживання</i>
<i>Другий</i>	<i>1948 — 1960</i>	<i>Напівпровідникові діоди, транзистори, тиристори</i>	<i>Зменшення габаритів. Підвищення надійності. Друкований монтаж</i>
<i>Третій</i>	<i>1960 — 1980</i>	<i>Інтегральні схеми</i>	<i>Блочна конструкція схем. Мале споживання енергії</i>
<i>Четвертий</i>	<i>1980 — теперішній час</i>	<i>Великі та надвеликі інтегральні схеми</i>	<i>Схема як пристрій електроніки з певними функціональними можливостями. Блочне компонування</i>

ЕЛЕМЕНТИ НАПІВПРОВІДНИКОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ

Після вивчення та опрацювання розділу, студенти повинні знати характеристику р-п-переходу та принцип роботи основних елементів електроніки: діода, стабілітрона, тиристора, біполярних і уніполярних транзисторів, оптронів. Вміти подати їх графічне позначення та визначати типи відповідно до їх маркування. Знати області та особливості використання конкретних елементів і вміти вибирати їх за паспортними даними.



План (логіка) викладу матеріалу

1.1. Напівпровідникові діоди

1.2. Біполярні транзистори

1.3. Польові транзистори

1.4. Тиристори

1.5. Оптоелектронні елементи

Ключові терміни та поняття:

▲ діод, ▲ тунельний діод, ▲ варикап, ▲ стабілітрон, ▲ фотодіод, ▲ світлодіод, ▲ біполярний транзистор, ▲ польовий транзистор, ▲ МДН-транзистор, ▲ тиристор, ▲ оптрон, ▲ р-п перехід, ▲ вольт-амперна характеристика

Основою напівпровідникової електроніки є елементи, які виробляють на базі природних напівпровідників: германію, кремнію, селену, арсеніду галію тощо. Власна концентрація вільних носіїв заряду (електронів і дірок) таких напівпровідників знаходиться в межах 10^{16} — 10^{18} в 1 см^3 . Для збільшення провідності (зменшення питомого опору напівпровідника) додатково збільшують кількість вільних носіїв заряду. Цей процес називають легуванням. Якщо напівпровідник легувати донорними домішками, то збільшується кількість вільних електронів (до 10^{20} в 1 см^3), і, відповідно, він характеризується електронною провідністю (*п-провідність*). У випадку легування акцепторними домішками збільшується кількість дірок, тобто визначальною є діркова провідність (*р-провідність*). Отже, в напівпровідникових елементах електричний струм може утворюватись двома носіями заряду — *електронами* та *дірками*.

Для роботи напівпровідникового елемента необхідна наявність двох зон з різним типом провідностей. Це приводить до утворення електронно-діркового переходу (p - n -переходу), який визначає характеристику цих елементів (рис. 1, а). На межі цих зон, внаслідок дифузії електронів та дірок з однієї зони в іншу, утворюється шар без вільних носіїв заряду (запінний шар).

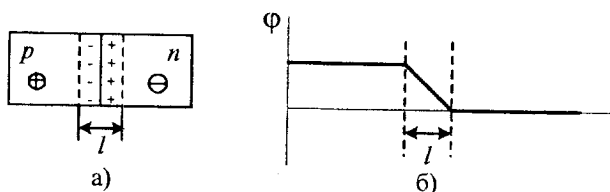


Рис. 1. Утворення p - n -переходу (а) та потенціального бар'єра (б)

Цей шар має значний електричний опір і характеризується контактною різницею потенціалів (рис. 1, б), яку називають потенціальним бар'єром. Ширина цього шару становить декілька мікрометрів.

1.1. НАПІВПРОВІДНИКОВІ ДІОДИ

Одним з найпоширеніших елементів електроніки є діод (рис. 2), робота якого визначається властивостями p - n -переходу, що керується зовнішнім електричним полем (прикладеною напругою між зоною з p -провідністю та зоною з n -провідністю).

* Електрод, який під'єднаний до області з p -провідністю називають **анодом**, а електрод, який під'єднаний до області з n -провідністю називають **катодом**.

* Якщо додатний потенціал напруги прикласти до анода, а від'ємний — до катода, то таку напругу називають **прямою**, в протилежному випадку — **зворотною** (рис. 2, а).

Зі збільшенням прямої напруги $U_{пр}$ від нуля до значення, яке дорівнює величині потенціального бар'єра (таке значення називають напругою відкриття $U_{від}$), струм діода поступово наростає й зумовлений, в основному, неосновними носіями заряду. Якщо ж значення $U_{пр} \geq U_{віль}$, то це приводить до зникнення потенціального бар'єру, внаслідок чого вільні носії заряду переходять з однієї зони в іншу й струм починає стрімко наростати (рис. 2, в). Значення напруги $U_{від}$ залежить від матеріалу напівпровідника і знаходиться в межах $(0,4 \div 1,2)$ В. Такий стан

діода називають **відкритим**, тобто через діод проходить електричний струм, а його опір знаходиться в межах від 0,2 Ом до 1 Ом, залежно від типу елемента. На практиці опір діода в стані провідності приймають рівним нулеві.

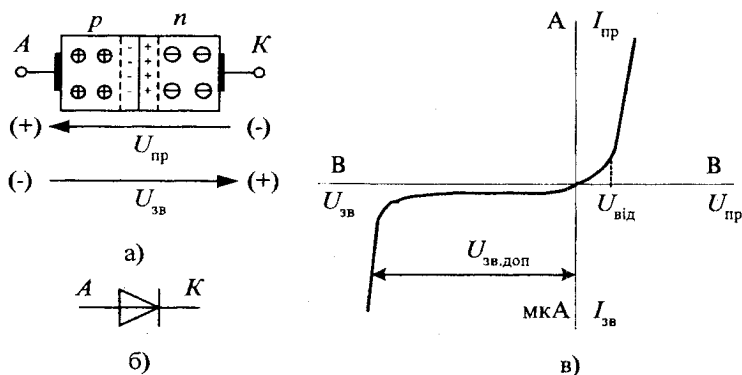


Рис. 2. Напівпровідниковий діод: структура (а), схемне зображення (б) та вольт-амперна характеристика (в)

Якщо до діода прикласти напругу зворотної полярності (рис.2, а), то ширина запірної області збільшується, вільні носії заряду не мають змоги переходити з однієї зони в іншу і струм через діод не проходить. В цьому стані його електричний опір значно збільшується ($\geq 10^3$ Ом) і такий стан діода називають **закритим**. В закритому стані через діод проходить зворотний струм $I_{зв}$, який зумовлений тепловим дрейфом неосновних носіїв заряду, але його величина в сотні разів менша від $I_{пр}$ і практично ним можна знехтувати.

У випадку, коли прикладена зворотна напруга є більшою від значення $U_{зв, доп}$, відбувається пробивання p-n переходу і зворотний струм стрімко наростає. Це призводить до перегрівання діода й теплового пробою переходу (рис.2, в), тобто відбувається руйнування p-n переходу.

Напівпровідникові діоди використовуються переважно в схемах для випростування змінного струму в постійний, а також в інших схемах автоматики та керування. Промисловість випускає діоди зі струмом до 1000А, а також для роботи у високочастотних та імпульсних схемах.

Основні параметри, за якими вибирається діод: $I_{пр, доп}$ — допустиме значення струму через діод; $U_{зв, доп}$ — допустиме значення напруги,

що прикладається до діода у зворотному напрямі; $I_{зв}$ — значення зворотного струму.

* **Напівпровідникові стабілітрони** — це елементи, для яких робочою є зворотна частина вольт-амперної характеристики, що забезпечує стабілізацію напруги в пристроях стабілізації (рис. 3). Якщо напруга на навантаженні дорівнює $U_{зв.доп}$ напруга стабілітрона $U_{ст}$ майже не змінюється при зміні струму в широкому діапазоні. Цю властивість стабілітрона використовують для стабілізації напруги на навантаженні. В пристроях стабілізації стабілітрон вмикається на зворотну напругу, тобто додатний потенціал кола подається на катод.

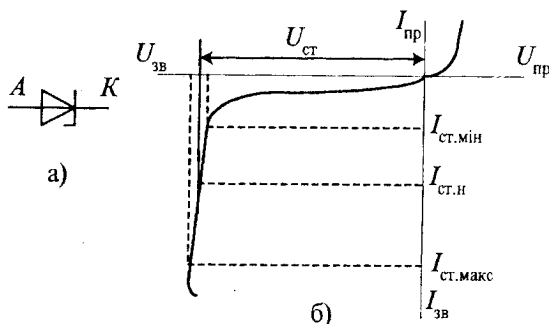


Рис. 3. Напівпровідниковий стабілітрон: схемне зображення (а) та вольт-амперна характеристика (б)

Основними параметрами стабілітрона є напруга стабілізації $U_{ст}$, мінімальний струм стабілізації $I_{ст.мін}$ та максимальний струм стабілізації $I_{ст.макс}$. Важливим параметром для стабілітрона є також динамічний опір, який характеризує зміну напруги стабілітрона при зміні його струму

$$R_d \cong \frac{\Delta U_{ст}}{\Delta I_{ст}}$$

Сучасні стабілітрони випускають на напругу стабілізації в межах $(1 \div 1000)$ В при максимальному струмі стабілізації 20 А.

* **Тунельні діоди.** В генераторах високої частоти та імпульсних перемикачах використовуються діоди, які характеризуються від'ємним динамічним опором (штрихова ділянка вольт-амперної характеристики на рис. 4). Такі діоди називаються тунельними, а основними їх величинами є пікове значення струму $I_{пик}$ та відношення пікового значення до мінімального (струму впадини) $I_{пик}/I_{впад}$.

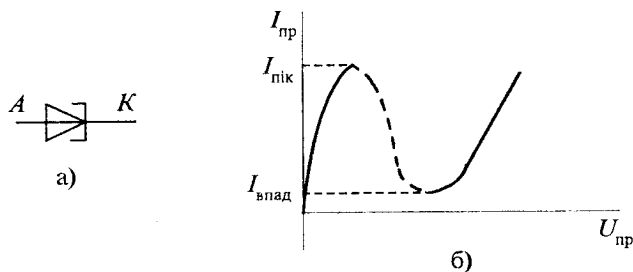


Рис. 4. Схемне зображення (а) та вольт-амперна характеристика (б) тунельного діода

* **Фотодіоди та світлодіоди** — це напівпровідникові елементи, в яких використовуються електричні та оптичні явища. Під час освітлення фотодіода (рис. 5, а) виникає фото-ЕРС, величина якої залежить від напівпровідникового матеріалу (0,5÷0,87) В. У світлодіоді навпаки: у випадку прикладання прямої напруги випромінюється квант світла. Світлодіоди виготовляють з таких напівпровідникових матеріалів, кванти світла яких знаходяться у видимому діапазоні.

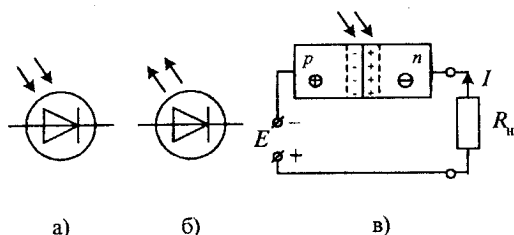


Рис. 5. Схемне зображення фотодіода (а), світлодіода (б) і схема увімкнення фотодіода (в)

Сфера застосування цих елементів досить широка — від систем автоматики й первинних перетворювачів до сонячних батарей космічних кораблів.

На даний час, крім описаних елементів, використовуються напівпровідникові елементи, в яких вольт-амперна характеристика керується магнетним полем (магнетодіоди), тиском або деформацією (тензодіоди) чи використовується ємність p - n переходу (варикапи).

Маркування діодів містить таку інформацію:

I символ — літера або цифра, що вказує на матеріал напівпровідника ($\Gamma(1)$ — германій; $K(2)$ — кремній; $A(3)$ — арсенід галію);

- 2 символ — літера, що визначає клас діода (Д — випростувальні, універсальні, імпульсні діоди; В — варікати; С — стабілітрони; Ц — випростувальні стовпи, блоки; А — високочастотні діоди; С — стабілітрони; И — тунельні діоди; Ф — фотодіоди; Л — світлодіоди);
- 3 символ — цифра, яка вказує на призначення: 1, 2 — випростувальні; 3 — магнетодіоди; 4 — універсальні тощо;
- 4, 5 символи — двозначне число, що вказує на порядковий номер розробки (в стабілітронах — напругу стабілізації);
- 6 символ — літера, яка вказує на особливість параметрів.

Наприклад: КД108Б — кремнієвий діод випростувальний, номер розробки 08, група параметрів Б; 2С156А — кремнієвий стабілітрон, напруга стабілізації 5,6 В, група параметрів А.

1.2. БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРИ

* **Біполярні транзистори** — це напівпровідникові елементи, що мають три зони провідності (рис. 6), які утворюють два р-п-переходи. Ці зони називають: **емітерна** (виділяє носії заряду), **база** (має властивість керувати цими зарядами) і **колекторна** (збирає носії заряду). Відповідно, кожна з зон має свій вивід, який маркується: К — **колектор**; Б — **база**; Е — **емітер**. Залежно від типу вільних носіїв заряду в цих зонах, транзистори поділяються за типом на р-п-р чи п-р-п.

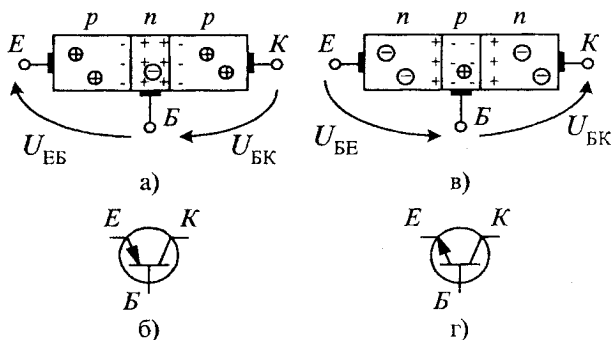


Рис. 6. Біполярний транзистор: р-п-р-типу — структура (а), схемне зображення (б); п-р-п-типу — структура (в), схемне зображення (г)

Наявність р-п-переходів визначає два стани транзистора: відкритий і закритий. У відкритому транзисторі струм проходить від емітера

до колектора. Для цього в транзисторі типу $p-n-p$ (рис. 6, а) до кожного $p-n$ -переходу потрібно прикласти напругу певної полярності, а саме: між емітером і базою — в прямому напрямку, тобто до емітера «+», а до бази «-»; між колектором і базою — в зворотному напрямку — до колектора «-», до бази «+». Для транзисторів $n-p-n$ -типу полярність прикладених напруг протилежна (рис. 6, в).

За наявності прикладених напруг вільні заряди із зони емітера переходять у зону бази, де частина з них рекомбінує. За рахунок того, що зона бази є невеликою (декілька мікронів), то більшість цих зарядів потрапляють під дію напруги $U_{БК}$ і переходять в зону колектора. Таким чином, утворюються струми емітера I_E , бази I_B та колектора I_K (рис. 7), які підпорядковані першому закону Кірхгофа $I_E = I_K + I_B$, а зв'язок між вихідним і вхідним струмами визначається коефіцієнтом пересилання за струмом

$$K_i = \alpha \cong \frac{\Delta I_K}{\Delta I_E} \Big|_{U_{БК} = \text{const}}$$

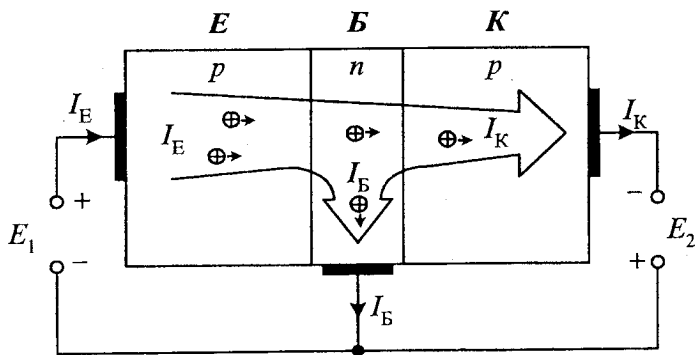


Рис. 7. Проходження струмів транзистора у відкритому стані

Таке увімкнення транзистора називають із спільною базою (рис. 8, а). Але враховуючи, що I_B є незначним, практично приймають $I_E = I_K$, то в такій схемі $K_i \leq 1$, тому транзистор доцільно вмикати за схемою зі спільним емітером (рис. 8, б). Оскільки струм I_B є вхідним струмом і незначним за величиною, то така схема забезпечує значне підсилення приросту струму в порівнянні зі схемою зі спільною базою

$$K_i \cong \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} \Big|_{U_{ЕК} = \text{const}}$$

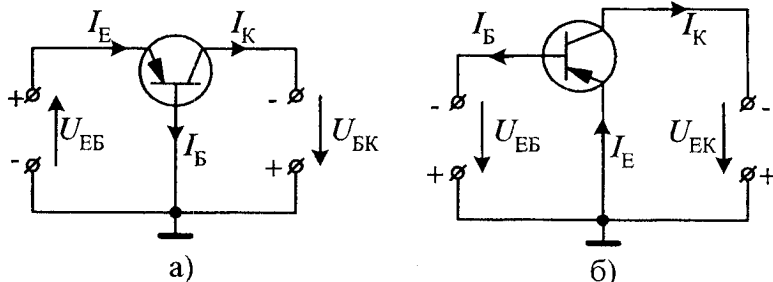


Рис. 8. Схеми вмикання транзистора: із спільною базою (а);
із спільним емітером (б)

Для транзисторів, увімкнених за схемою із спільним емітером, цей коефіцієнт позначають β . Але в паспортних даних подається величина одного із h -параметрів, який для схеми із спільним емітером дорівнює коефіцієнту β

$$h_{21E} = \beta \cong \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} \Big|_{U_{EK} = \text{const}}$$

Для такої схеми ввімкнення цей коефіцієнт складає $\beta \approx 50$, а враховуючи, що $K_U \geq 100$, отримуємо значний коефіцієнт підсилення за потужністю $K_P = K_U K_I$. Завдяки цій підсилювальній властивості транзистори знайшли широке застосування в схемах підсилення електричних сигналів.

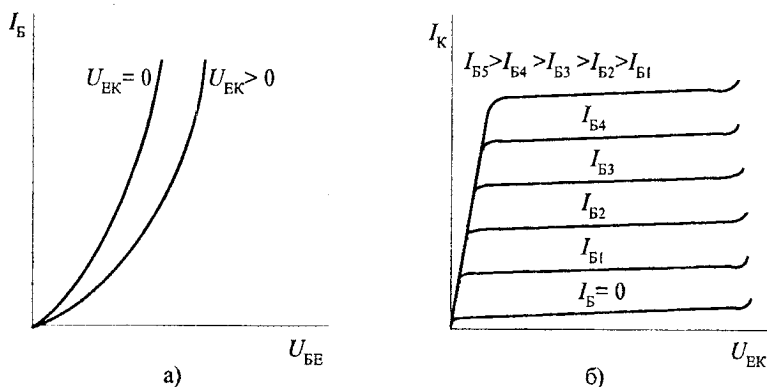


Рис. 9 Вхідні (а) та вихідні (б) характеристики р-п-р транзистора, увімкненого за схемою зі спільним емітером

Залежність між струмом і напругою входу чи виходу для певної схеми ввімкнення транзистора називають вхідною чи вихідною характеристиками транзистора відповідно. Зазвичай, це сімейство характеристик для фіксованих значень вихідної чи вхідної величини. На рис. 9 подано вхідні $I_B = f(U_{BE})|_{U_{EK}=\text{const}}$ і вихідні $I_K = f(U_{EK})|_{I_B=\text{const}}$ характеристики для транзистора типу *p-n-p*, увімкненого за схемою зі спільним емітером. Характеристики транзистора використовуються для вибору робочої точки в схемах підсилювачів сигналів.

До основних параметрів біполярних транзисторів відносять: U_{EK} — напругу між емітером і колектором, величина якої може призвести до пробією колекторного *p-n*-переходу; I_K — величину струму колектора, яка визначає нагрівання емітерного *p-n*-переходу; P_K — потужність розсіювання колекторного *p-n*-переходу, що впливає на його нагрівання.

Тому, під час вибору транзисторів, ці розрахункові величини порівнюють з допустимими значеннями, поданими в паспортних даних для кожного з типів транзисторів:

$$U_{EK} \leq U_{EK,\text{доп}}; \quad I_K \leq I_{K,\text{доп}}; \quad P_K \leq P_{K,\text{макс}}.$$

До параметрів транзисторів відносять також граничну частоту $f_{\text{Гр}}$, на якій передатний коефіцієнт за струмом h_{21E} дорівнює одиниці.

Сучасні біполярні транзистори, що випускаються промисловістю, поділяють за потужністю, основні параметри яких подано в табл. 2.

Таблиця 2

Параметри біполярних транзисторів

	$U_{EK,\text{доп}}$, В	$I_{K,\text{доп}}$, А	$P_{K,\text{доп}}$, Вт	$f_{\text{Гр}}$, Гц	h_{21E}
Малої потужності	5÷25	0,01÷0,1	0,01÷0,1	1,0÷8000	20÷200
Середньої потужності	25÷100	0,05÷0,5	0,3÷3,0	1,0÷1000	20÷200
Великої потужності	50÷1000	0,5÷10	3÷300	0,5÷300	20÷200

1.3. ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ

Останнім часом широко використовуються * **польові (уніполярні) транзистори**, в яких для утворення струму транзистора використовуються носії заряду тільки одного типу (дірки або електрони). Основною їх ознакою є відсутність на шляху проходження струму p - n -переходів (рис. 10), а зона, по якій проходить струм називається * **каналом**. Канал має два виводи: * **витік (B)** — звідки рухаються вільні носії зарядів і * **стік (C)** — куди ці заряди стікаються. Третій вивід, який виходить із зони напівпровідника протилежного до каналу типу провідності, називають * **затвором (З)**, що використовується для регулювання площі перетину каналу.

Залежно від типу провідності каналу вони поділяються на транзистори з p -каналом або n -каналом, чим визначається полярність прикладеної напруги (рис. 10).

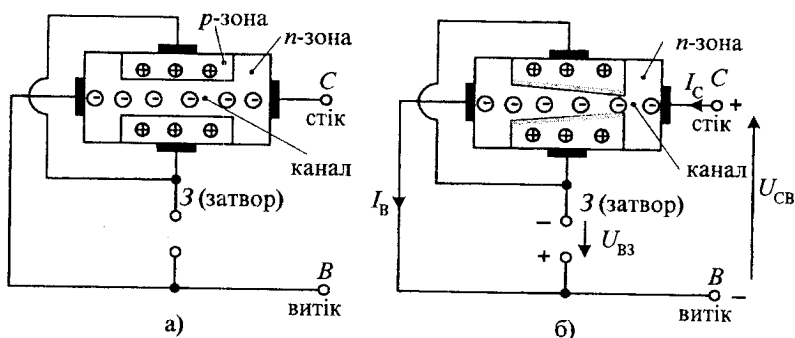


Рис. 10. Польовий транзистор з n -каналом: а) структура; б) робочий режим

Під дією напруги U_{CB} вільні носії заряду утворюють в каналі (центральної частині транзистора) струм, величину якого можна регулювати напругою U_{BZ} при сталій напрузі U_{CB} .

Залежність між струмом і напругою виходу для певної схеми ввімкнення транзистора називають вихідною характеристикою транзистора. Переважно це сімейство характеристик для фіксованих значень вхідної величини. На рис. 11 подано вихідні характеристики $I_C = f(U_{CB})|_{U_{BZ}=\text{const}}$ для польового транзистора з n -каналом (рис. 12, а), увімкненого за схемою зі спільним витокем.

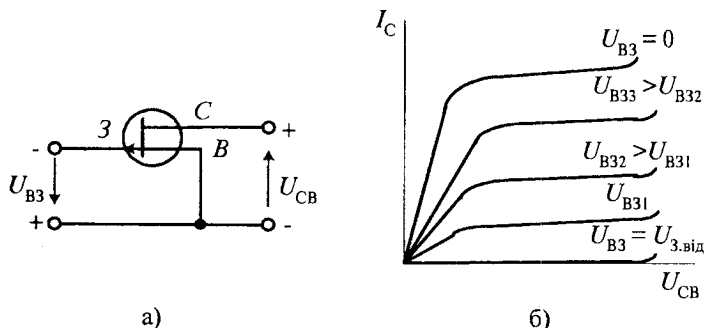


Рис. 11. Польовий транзистор з n-каналом :

а) — схема увімкнення із спільним витоком; б) — вихідна характеристика

Сучасні польові транзистори виконуються з ізолюваним від каналу затвором. Введення шару діелектрика зменшує струм спливу. Такі транзистори називають МДН (метал—діелектрик—напівпровідник) або МОН (метал—оксид—напівпровідник), які широко використовуються в інтегральних схемах. Схемні позначення таких транзисторів зображено на рис. 12. Використання ізоляційного прошарку забезпечило розширення діапазону основних параметрів транзисторів (табл.3).

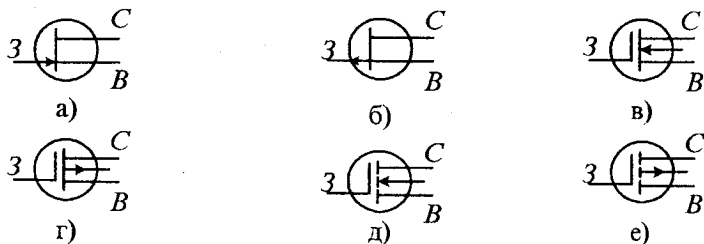


Рис. 12. Схемні позначення польових транзисторів: з р-каналом (а); з n-каналом (б); з ізолюваним затвором з вбудованими n-каналом (в) та р-каналом (г); з ізолюваним затвором з індуктованими n-каналом (д) та р-каналом (е)

Вибір польових транзисторів здійснюється за такими величинами: напругою стік — витік ($U_{CB} \leq U_{CB,доп}$); потужністю стоку ($P_C \leq P_{C,доп}$); струмом стоку ($I_C \leq I_{C,доп}$). Допустимі значення цих величин подано в табл. 3.

Таблиця 3

Параметри польових транзисторів

Тип транзистора	$U_{\text{СВ. доп.}}$ В	$P_{\text{С. доп.}}$ Вт	$I_{\text{С. доп.}}$ мА
З р-п-переходом	5÷100	0,1÷10	10÷1000
З ізолюваним затвором	5÷1000	0,01÷50	0,1÷5000

Маркування транзисторів складається з чотирьох елементів:

перший (літера або цифра) — матеріал напівпровідника (Г(1) — германій; К(2) — кремній; А(3) — арсенід галію);

другий (літера) — Т (біполярні), П (польові);

третій (тризначне число) — класифікаційна ознака за потужністю і частотою;

четвертий (літера) — різновид транзистора цього типу (А, Б, В тощо).

Наприклад, ГТ905А — германієвий біполярний потужний височастотний транзистор, різновид типу А.

1.4. ТИРИСТОРИ

* **Тиристор** — напівпровідниковий елемент з трьома р-п-переходами та трьома виводами, один з яких, крім анода та катода, називають **керувальним** (рис. 13). Використовуються тиристори і з двома виводами (**динистори**), але відсутність керувального електрода обмежує область використання. Тому, найчастіше використовуються тріодні тиристори (тринистори), що мають ширші функціональні можливості.

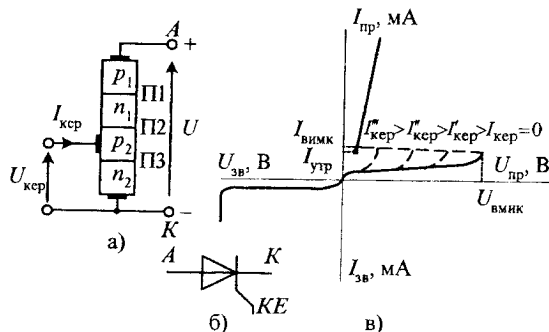


Рис. 13. Тиристор: структура (а); схемне зображення (б); вольт-амперна характеристика (в)

Для роботи тиристора необхідно прикласти напругу («+» до анода, а «-» до катода). Тоді p - n -переходи П1 і П3 відкриваються і, практично уся напруга прикладається до p - n -переходу П2, який закритий й характеризується великим опором. Якщо збільшити напругу живлення до значення $U_{\text{вимк}}$, то перехід П2 відкриється і тиристор перейде у стан провідності (тиристор відкритий). У цьому випадку спад напруги на тиристорі становить $(0,5 \div 1)$ В. Коли струм зменшується до нуля перехід П2 відновлює свої властивості й переходить у закритий стан.

Для зменшення величини напруги $U_{\text{вимк}}$ використовують керувальний електрод, за допомогою якого в зону переходу П2 подають додаткові носії заряду ($I_{\text{кер}}$), що пришвидшує перехід тиристора у відкритий стан (рис. 13, б). Величина $I_{\text{кер}}$ повинна бути більшою від струму спрямлення ($I_{\text{спр}}$), величина якого залежить від температури тиристора. Тому, для переходу тиристора у відкритий стан, необхідно забезпечити на час дії імпульсу керування $I_{\text{кер}} > I_{\text{вимк}}$, тільки тоді, після зняття $I_{\text{кер}}$, тиристор залишиться в стані провідності і через нього проходить струм $I_{\text{пр}}$. Якщо ця умова не виконується, тобто $I_{\text{кер}} < I_{\text{вимк}}$, то тиристор залишиться в закритому стані. Після того, як тиристор перейшов у відкритий стан, коло керування не впливає на його роботу. Отже, тривалість імпульсу керування є невеликою ($\sim 10\mu\text{с}$) й визначається тільки умовою $I_{\text{кер}} > I_{\text{вимк}}$.

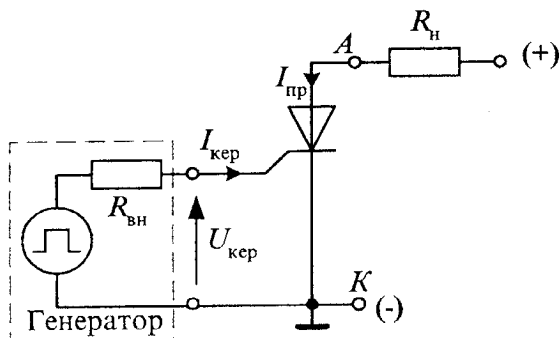


Рис. 14. Схема вмикання тиристора

Перехід тиристора з відкритого стану в закритий можливий тільки за умови, що $I_{пр} < I_{утр}$, що практично можна досягнути при $I_{пр} \approx 0$. Тому тиристори переважно використовуються в схемах змінного струму.

Формування імпульсів керування визначається способом керування тиристора: амплітудним, фазовим чи фазово-імпульсним. На рис. 15 показано схему регулювання напруги на навантаженні з використанням амплітудного методу керування тиристором.

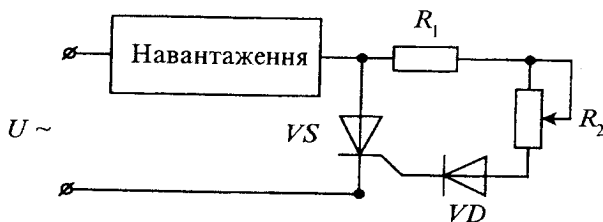


Рис. 15. Керування тиристором амплітудним методом

Основними параметрами, за якими вибирають тиристори, є: $I_{пр}$ — номінальний прямий струм, що визначається допустимим нагріванням тиристора; $U_{зв.доп}$ — допустима зворотна напруга, яка не приводить до пробоя тиристора; $t_{вим}$ — час відновлення властивостей тиристора, який визначається моментом подання імпульсу керування тиристором після його вимкнення.

Маркування тиристорів здійснюється за такою класифікацією:

- **1 позиція** — літера *T*, що вказує на призначення;
- **2 позиція** — літера, яка вказує на вид тиристора (*Б* — швидкодійний, *С* — симетричний, *Ч* — частотний, *П* — із зворотною провідністю);
- **3 позиція** — три цифри, які характеризують конструктивні особливості;
- **4 позиція** — число, яке відповідає середньому струму I_a в амперах;
- **5 позиція** — клас за напругою, на яку розрахований тиристор;
- **6 позиція** — цифри, які визначають номери груп за швидкістю наростання напруги та часом вимикання.

Наприклад: ТБ133-250-8-52 — тиристор швидкодійний, середній анодний струм 250А, восьмий клас за напругою, п'ята група за наростанням напруги та друга група за часом вимикання.

1.5. ОПТОЕЛЕКТРОННІ ЕЛЕМЕНТИ

Оптоелектронні елементи використовують перетворення електричних сигналів в оптичні (рис. 16) і містять джерело світла (ДС) та приймач світла — фотоприймач (ФП), які поєднані між собою оптичним середовищем. Такі елементи називають * **оптронами** (оптопарами).

Як джерело світла використовується інфрачервоний випромінювальний діод, світлодіод або напівпровідниковий лазер. Для фотоприймача використовують фоторезистори (рис. 16, б), фотодіоди (рис. 16, в), фототранзистори (рис. 16, г) і фототиристри (рис. 16, д).

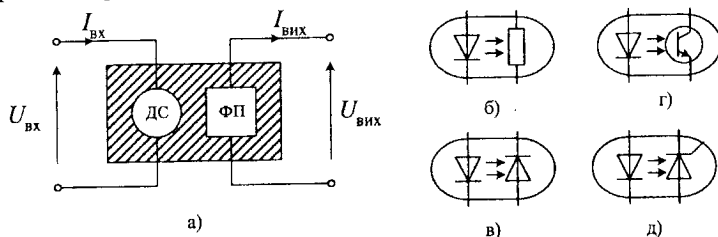


Рис. 16. Структура оптрона (а), схемне зображення фоторезисторного (б), фотодіодного (в), фототранзисторного (г) і фототиристорного (д) оптронів

Основною ознакою оптрона є великий опір ізоляції між вхідними і вихідними електричними колами, що становить ($10^{12} \div 10^{24}$) Ом. Це дає змогу за допомогою сигналів малої потужності керувати високими напругами до 1500 В і струмами до 300 А. До характеристик оптопар також відносять коефіцієнт пересилання за струмом K_i (від сотих у фотодіодних до 10 у фототранзисторних) і час перемикання (від $2 \cdot 10^{-3}$ с у фототранзисторних до 10^{-8} с у фотодіодних).

Маркування оптронів здійснюється так:

- **перша літера** — матеріал напівпровідника (найчастіше використовуваній — сполуки галію, тоді літера А);
- **друга літера** — О (оптопара);
- **третья літера** — тип фотоприймача (Д — фотодіод, Т — фототранзистор, У — тиристор, Р — з відкритим оптичним каналом);
- **три цифри** — номер приладу;
- **остання літера** — класифікація за параметром.

Якщо на оптопарі є напис АОТ121Б, то це — оптопара діод-транзистор на сполуці галію, номер 121 Б, група параметрів Б.

ПРИКЛАДИ ДО РОЗДІЛУ

Задача 1.1. Вибрати тип діода для електротехнічного пристрою, щоб забезпечити струм у навантаженні $I = 0,27 \text{ А}$. Напруга, що прикладається до діода у закритому стані $U = 40 \text{ В}$.

Розв'язок: Основними параметрами, за якими вибирають діод є $I_{\text{пр.доп}}$ та $U_{\text{зв.доп}}$, тому для вибору типу діода (див. Додатки) необхідно, щоб допустимий прямий струм діода був більший за струм навантаження $I_{\text{пр.доп}} \geq I$, а допустима зворотна напруга перевищувала напругу, прикладену до діода у закритому стані $U_{\text{зв.доп}} \geq U$. Як видно, таким умовам задовольняє діод типу Д7А, $I_{\text{пр.доп}} = 0,3 \text{ А}$; $U_{\text{зв.доп}} = 50 \text{ В}$.

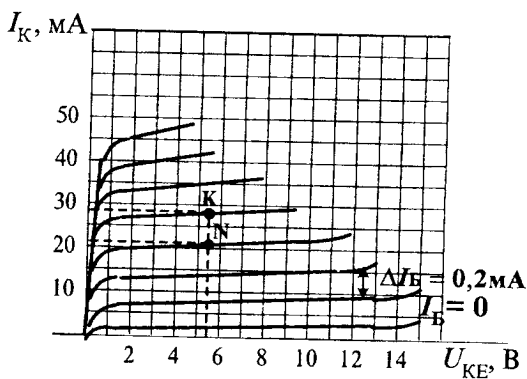


Рис. до задачі 1.1. Вихідні характеристики біполярного транзистора

Задача 1.2. Вибрати тип тиристора для електротехнічного пристрою, щоб забезпечити струм у навантаженні $I = 17 \text{ А}$. Напруга, що прикладається до тиристора у закритому стані $U = 160 \text{ В}$.

Розв'язок: Основними параметрами, за якими вибирають тиристор є $I_{\text{макс.доп}}$ та $U_{\text{макс.зв}}$. Щоб вибрати тиристор (див. Додатки) необхідно забезпечити виконання умов: $I_{\text{макс.доп}} \geq I$ та $U_{\text{макс.доп}} \geq U$. Таким умовам задовольняє тиристор Т122-20, $I_{\text{макс.доп}} = 20 \text{ А}$; $U_{\text{зв.доп}} = 200 \text{ В}$.

Задача 1.3. Визначити струм бази біполярного транзистора КТ501Г, увімкненого за схемою із спільним емітером, якщо у відкритому стані струм колектора 240 мА.

Розв'язок: В паспортних даних транзистора КТ501Г (див. Додатки) задано статичний передатний коефіцієнт за струмом транзистора, увімкненого із спільним емітером $h_{21E} = 20 \div 60$ (приймаємо $h_{21E} = 40$). На підставі залежності струмів бази та колектора обчислюємо струм бази за виразом

$$I_B = \frac{I_K}{h_{21E}} = \frac{240}{40} = 6 \text{ мА}.$$

Задача 1.4. За вихідними характеристиками біполярного транзистора, увімкненого за схемою із спільним емітером, визначити коефіцієнт підсилення за струмом для $U_{KE} = 5,5 \text{ В}$, $I_B = 0,7 \text{ мА}$.

Розв'язок: На вихідній характеристиці проводимо вертикальну лінію, що відповідає напрузі $U_{KE} = 5,5 \text{ В}$ і знаходимо точки перетину K і N з вихідними характеристиками для $I_{B1} = 0,6 \text{ мА}$, $I_{B2} = 0,8 \text{ мА}$. Далі знаходимо значення струму колектора в цих точках: $I_K(K) = 32 \text{ мА}$, $I_K(N) = 21 \text{ мА}$ і визначаємо зміну струму колектора $\Delta I_K = I_K(K) - I_K(N) = 11 \text{ мА}$. Оскільки вихідні характеристики транзистора побудовані для струмів бази з кроком $0,2 \text{ мА}$, то зміна струму бази $\Delta I_B = 0,2 \text{ мА}$.

Визначаємо коефіцієнт підсилення транзистора за струмом

$$K_i = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} \Big|_{U_{KE}=5,5} = 55$$

ЗАПИТАННЯ ДЛЯ САМОПЕРЕВІРКИ

1. Пояснити причину утворення р-п переходу в напівпровіднику.
2. Подати визначення прямої та зворотної напруг діода.
3. У чому полягає особливість стабілітрона?
4. Пояснити роботу біполярного транзистора.
5. За якими величинами вибирають тип транзистора?
6. У чому полягає відмінність між біполярними та польовими транзисторами?
7. У чому особливість МДН і МОН-транзисторів?
8. Пояснити роботу тиристора.

9. Назвати способи керування тиристорами.
10. Яким умовам повинні відповідати імпульси керування тиристора?
11. Подати особливості роботи оптоелектронних елементів.
12. У чому полягає відмінність між фотодіодом і світлодіодом?

ЗАДАЧІ НА САМОСТІЙНЕ ОПРАЦЮВАННЯ

- 1.1с. Для забезпечення безаварійної роботи пристрою необхідно вибрати діод, умови роботи якого: прямий струм $I_{пр} = 10 \text{ А}$; а напруга, що прикладається до діода $U_{зв} = 160 \text{ В}$.
(Відповідь: Д243).
- 1.2с. В схемі, транзистор КТ807А увімкнено із спільним емітером. Струм бази транзистора дорівнює 10 мА. Визначити вихідний струм транзистора, якщо $h_{21E} = 30$.
(Відповідь: 300мА).
- 1.3с. Для обмеження напруги на навантаженні паралельно увімкнено діод Д7А на пряму напругу. Яке значення напруги на навантаженні?
(Відповідь: 0,5В).
- 1.4с. Вибрати тип тиристора для електротехнічного пристрою, якщо у відкритому стані через нього проходить струм $I_{пр} = 15 \text{ А}$, а зворотна напруга $U_{зв} = 220 \text{ В}$.
(Відповідь: Т112-16).
- 1.5с. Визначити струм бази біполярного транзистора КТ815А, увімкненого за схемою зі спільним емітером, якщо у відкритому стані струм колектора 1,2 А, передатний коефіцієнт за струмом 50.
(Відповідь: 24мА).
- 1.6с. Біполярний транзистор, увімкнений за схемою зі спільною базою, має $K_i = 0,96$. Обчислити коефіцієнт підсилення за струмом цього ж транзистора, якщо його увімкнути за схемою зі спільним емітером.
(Відповідь: 24).

1.7с. Біполярний транзистор, який увімкнений за схемою зі спільним емітером має $K_i = 49$. Яке значення матиме коефіцієнт підсилення за струмом цього ж транзистора, якщо його увімкнути за схемою зі спільною базою?

(Відповідь: 0,98).

1.8с. Послідовно до навантаження увімкнено два діоди Д229В. Визначити допустимий струм навантаження. Як зміниться цей струм, якщо діоди ввівімкнути паралельно?

(Відповідь: 0,4 А; 0,8 А).

1.9с. Вхідний сигнал біполярного транзистора змінюється в межах 10 мВ, а вихідний – 1,2 В. Обчислити коефіцієнт підсилення за напругою.

(Відповідь: 120).

1.10с. Біполярний транзистор характеризується вхідним опором $R_{BX} = 4,8$ Ом і вихідним опором $R_{BX} = 0,9$ кОм, і увімнений за схемою зі спільною базою ($\alpha = 0,98$). Визначити коефіцієнт підсилення за напругою.

(Відповідь: 183,75).

ЕЛЕКТРОННІ КЛЮЧІ

Вивчивши даний розділ, студенти повинні знати принцип роботи електронних ключів: транзисторних і тиристорних. Вміти розраховувати основні параметри електронних ключів, а також вибирати ключові елементи за паспортними даними. Знати область їх використання та принцип роботи імпульсних перетворювачів постійної напруги (конверторів).



План (логіка) викладу матеріалу

2.1. Транзисторні електронні ключі

2.2. Тиристорні електронні ключі

2.3. Імпульсні перетворювачі

Ключові терміни та поняття:

▲ електронний ключ, ▲ робоча частота, ▲ широтно-імпульсний перетворювач, ▲ конвертор, ▲ глибина регулювання напруги, ▲ стан відсіку, ▲ стан насичення, ▲ вузол примусової комутації, ▲ система керування, ▲ час увімкнення, час вимкнення

В широтно-імпульсних перетворювачах постійної напруги переважно використовуються електронні ключі (ЕК), реалізовані на базі тиристорів або транзисторів, що працюють у ключових режимах. Ці режими характеризуються двома робочими станами: **насичення** — ЕК увімкнений та **відсіку** — ЕК розімкнений. Значення часу увімкнення та вимкнення для тиристорів подано в паспортних даних, а для транзисторів час увімкнення приймають таким, що дорівнює часу вимкнення, який визначають за виразом

$$t_{ув} \approx t_{вим} \approx \frac{1}{4f_{гр}},$$

де $f_{гр}$ — гранична частота передатного коефіцієнта за струмом, яка подається в паспортних даних.

Вибір того чи іншого типу ЕК здійснюють за величиною струму навантаження: для меншої потужності рекомендуються транзисторні ключі; для більшої потужності — тиристорні.

2.1. ТРАНЗИСТОРНІ ЕЛЕКТРОННІ КЛЮЧІ

Найпоширеніша схема силових транзисторних ключів зображена на рис. 17, а, у якій транзистор VT увімкнено із спільним емітером. Часові діаграми (рис. 17, б) пояснюють режим роботи, що визначається двома станами: *відсіку* (транзистор закритий) та *насичення* (транзистор відкритий).

Стан відсіку (ЕК розімкнений). Для реалізації цього стану необхідно забезпечити умову $U_{BE} < 0$ (для транзисторів типу $n-p-n$) або $U_{BE} > 0$ (для транзисторів типу $p-n-p$). На часових діаграмах стан відсіку відповідає інтервалам часу: $0 < t < t_1$; $t_2 < t < t_3$; $t_4 < t < t_5$.

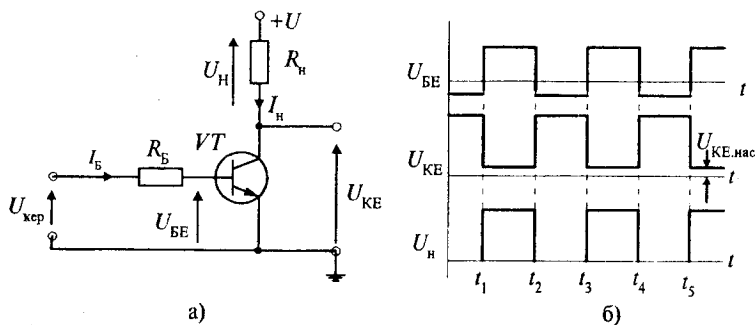


Рис. 17. Схема транзисторного ключа (а) та часові діаграми напруг (б)

При цьому

$$U_H = 0, U_{KE} = U; I_K = I_H = 0,$$

де U — напруга джерела живлення; I_H — номінальний струм навантаження.

Стан насичення (ЕК замкнений). Цей стан забезпечується за умови $I_B = I_{B,нас}$. Величина струму насичення бази транзистора визначається за виразом

$$I_{B,нас} = \frac{k_H P_H}{U_H h_{21E}},$$

де $k_H = 1,2$ — коефіцієнт насичення струму бази; P_H — номінальна потужність навантаження; h_{21E} — статичний передатний коефіцієнт за струмом транзистора, увімкненого із спільним емітером. На рисунку цьому

стану відповідають часові інтервали $t_1 < t < t_2$; $t_3 < t < t_4$; $t_5 < t < t_6$, а цей режим характеризується: $U_{BE} = U_{BE,нас}$, $U_{KE} = U_{KE,нас}$, а $I_K = I_N$.

Вибір транзистора, що працює в режимі ЕК, здійснюється за двома основними параметрами: $I_{K,доп} > I_N$; $U_{KE,доп} > U$, де $I_{K,доп}$ — допустимий струм колектора; $U_{KE,доп}$ — допустима напруга між колектором та емітером транзистора, значення яких подано в паспортних даних. Після вибору транзистора необхідно перевірити його на можливість розсіювання колектором виділеної потужності за виразом

$$TP_{K,доп} > U_{KE,нас} I_K (T - t_{ув} - t_{вим}) + 0,5 U I_K (t_{ув} + t_{вим}).$$

Резистор R_B у колі бази транзистора використано для спрямлення вхідної характеристики транзистора. Залежно від потужності транзистора опір цього резистора вибирають в межах (5÷10) Ом (чим більша потужність транзистора, тим більший опір резистора).

2.2. ТИРИСТОРНІ ЕЛЕКТРОННІ КЛЮЧІ

Для реалізації тиристорного ЕК, схему якого показано на рис. 18, а, використовують вузли примусової комутації, які забезпечують вимкнення основного тиристора в заданий момент часу. У цій схемі вузол складається з додаткового тиристора $VS2$, комутувального конденсатора C та обмежувального резистора R .

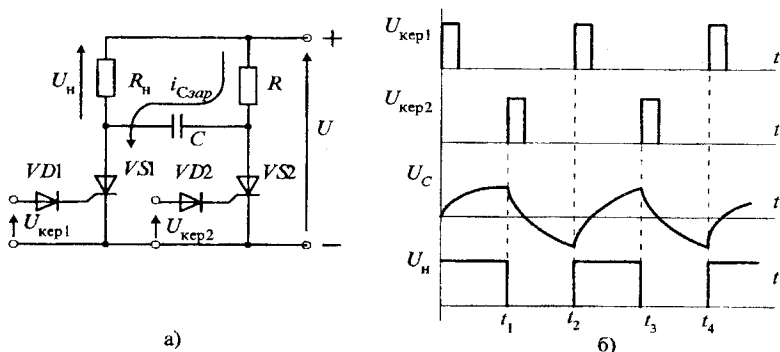


Рис. 18. Схема тиристорного ключа (а) та часові діаграми напруг (б)

Режими тиристорних ЕК визначають відповідними керуючими імпульсами, що виробляються системою керування. У момент подання імпульсу керування $U_{кер1}$ (рис. 18, б) відкривається основний тиристор

$VS1$ і починають проходити струми навантаження (контур $U_+ - R_n - VS1 - U_-$) та заряду конденсатора $i_{Cзар}$ (контур $U_+ - R - C - VS1 - U_-$). Конденсатор заряджається до напруги U_C відповідної полярності (рис. 18, б). Для закриття основного тиристора $VS1$ необхідно відкрити додатковий тиристор $VS2$ поданням на його керуючий електрод імпульсу напруги $U_{кер2}$. При відкритому тиристорі $VS2$ конденсатор C під'єднується паралельно до тиристора $VS1$, а його струм розряду $i_{Cроз}$, напрямом якого протилежний до струму навантаження I_n , зменшує струм основного тиристора $VS1$ до значення, меншого від струму утримання тиристора $I_{утр.т}$, що призводить до закривання тиристора $VS1$. Тиристор $VS2$ не утримується у відкритому стані, внаслідок того, що опір резистора R вибирають таким, щоб струм через $VS2$ був менший від величини струму утримання.

Вибір тиристорів $VS1$ і $VS2$ здійснюється за такими параметрами:

$$I_{\text{макс.доп}} > I_n; \quad U_{\text{макс.зв}} > U,$$

де $I_{\text{макс.доп}}$ і $U_{\text{макс.зв}}$ — паспортні параметри тиристора.

Ємність комутувального конденсатора C розраховують за умовою забезпечення необхідного часу вимкнення основного тиристора $t_{\text{вим}}$, який потрібний для відновлення запиральних властивостей тиристора

$$C = \frac{I_n t_{\text{вим}}}{U_n}.$$

Для забезпечення надійної комутації час $t_{\text{вим}}$ приймають більшим від часу вимкнення тиристора $t_{\text{вим.т}}$ (ця величина задається в паспортних даних) на величину $\Delta t = (20 \div 40)$ мкс. Тобто

$$t_{\text{вим}} = t_{\text{вим.т}} + \Delta t.$$

Резистор R , призначений для обмеження струму тиристора $VS2$ та струму заряду $i_{Cзар}$ комутувального конденсатора C , вибирається за умовою

$$R = \frac{U_n}{k I_{\text{утр.т}}},$$

де $k = 1,5 \div 2,0$ — коефіцієнт, який вводять для забезпечення умови закриття тиристора $VS2$; $I_{\text{утр.т}}$ — струм утримання тиристора $VS2$, значення якого подається в паспортних даних.

2.3. ІМПУЛЬСНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

* **Конвертори** — це пристрої для перетворення постійної напруги однієї величини в постійну напругу іншої величини. За схемною реалізацією поділяються на **перетворювачі постійної напруги із самозбудженням та імпульсні перетворювачі**. Перевага останніх полягає в тому, що вони можуть використовувати тиристори й тим самим забезпечують створення конверторів великої потужності.

Імпульсні перетворювачі постійної напруги (конвертори) використовуються для перетворення постійної напруги в постійну. Зміну величини напруги регулюють за допомогою параметрів імпульсів керування (рис. 19, а). Для зміни параметрів імпульсів використовують широтно-імпульсний або частотно-імпульсний способи регулювання. Принцип роботи базується на ключовому режимі роботи транзистора або тиристора, внаслідок чого періодично переривається подання напруги на навантаження. Середнє значення напруги навантаження (рис. 19, б) визначається за виразом

$$U_{\text{ср}} = \delta \cdot U,$$

де U — напруга джерела живлення; $\delta = \frac{t_{\text{імп}}}{T}$ — коефіцієнт заповнення імпульсів. Таким чином, напругу на навантаженні можна регулювати від 0 до U .

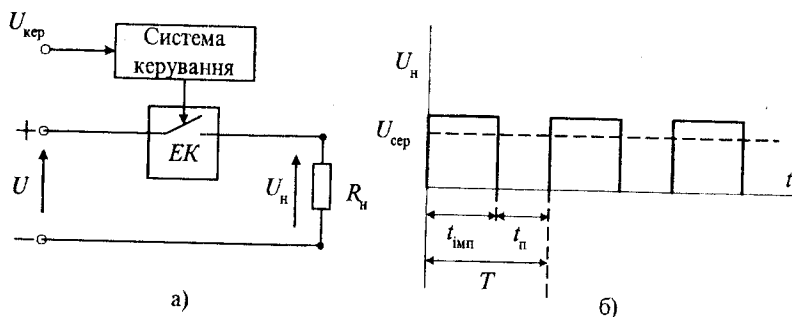


Рис. 19. Принцип регулювання напруги навантаження: $t_{\text{імп}}$ — тривалість імпульсу; $t_{\text{п}}$ — тривалість паузи; $T = (t_{\text{імп}} + t_{\text{п}})$ — період імпульсів

Якщо потужність навантаження не перевершує 100 кВт, то використовують одноканальні перетворювачі, коли між джерелом живлення

та навантаженням вмикається транзисторний або тиристорний ключ, робота якого керується системою формування імпульсів. В практичних схемах між ключем і навантаженням вмикають згладжувальний фільтр типу LC . На рис.20 зображено схему однотактного імпульсного перетворювача напруги з тиристорним ключем, згладжувальним фільтром і пояснення до її роботи.

Робоча частота перетворювача $f_{\text{роб}}$ визначається за умовою

$$f_{\text{роб}} = \frac{1}{T} \leq \frac{1}{3\Delta(t_{\text{ув}} + t_{\text{вим}})},$$

де $\Delta = \frac{U_{\text{нмакс}}}{U_{\text{нмін}}}$ — задана глибина регулювання напруги на навантаженні; $t_{\text{ув}}$ — час увімкнення електронного ключа; $t_{\text{вим}}$ — час вимкнення електронного ключа.

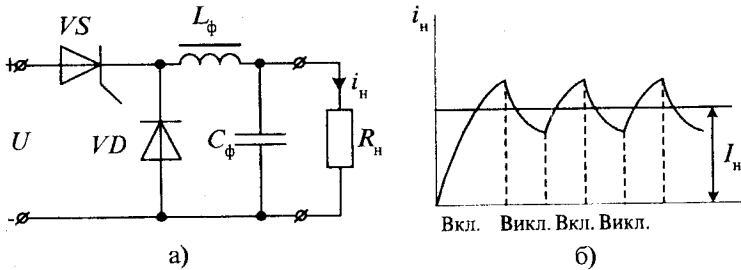


Рис. 20. Схема однотактного імпульсного конвертора (а) і часова залежність струму навантаження (б)

ПРИКЛАДИ ДО РОЗДІЛУ

Задача 2.1. Для тиристорного електронного ключа (рис.18, а) вибрати тиристор та комутувальний конденсатор C , якщо напруга джерела живлення $U = 90 \text{ В}$, потужність та напруга навантаження $P_{\text{н}} = 1000 \text{ Вт}$, $U_{\text{н}} = 80 \text{ В}$.

Розв'язок: Визначаємо струм навантаження $I_{\text{н}} = \frac{P_{\text{н}}}{U_{\text{н}}} = 12,5 \text{ А}$. За значенням напруги живлення та струму навантаження вибираємо тиристор, який би забезпечував умовам: $I_{\text{макс.доп}} > I_{\text{н}}$; $U_{\text{макс.зв}} > U$.

Відповідно з паспортними даними (див. Додатки), таким умовам задовольняє тиристор Т112-16. Паспортні дані тиристора:

$$I_{\text{макс.доп}} = 16 \text{ А}; U_{\text{макс.зв}} = 100 \text{ В}; t_{\text{ув}} = 2 \text{ мкс}; t_{\text{вим.т}} = 100 \text{ мкс}.$$

Для забезпечення надійної комутації час вимкнення ключа приймають більшим від часу вимкнення тиристора на величину $\Delta t = (20 \div 40) \text{ мкс}$. Приймаємо $\Delta t = 25 \text{ мкс}$.

Тоді $t_{\text{вим}} = t_{\text{вим.т}} + \Delta t = 100 + 25 = 125 \text{ мкс}$. Обчислюємо ємність комутувального конденсатора $C = \frac{I_{\text{н}} t_{\text{вим}}}{U_{\text{н}}} = 19,5 \text{ мкФ}$. Вибираємо конденсатор ємністю 20 мкФ.

Задача 2.2. Визначити опір обмежувального резистора R для тиристорного електронного ключа (рис.18, а), якщо напруга навантаження $U_{\text{н}} = 80 \text{ В}$, струм утримання тиристора $I_{\text{утр.т}} = 0,5 \text{ А}$.

Розв'язок: Опір обмежувального резистора повинен забезпечувати величину струму тиристора меншу за $I_{\text{утр.т}}$ й визначається за виразом

$$R = \frac{U_{\text{н}}}{k I_{\text{утр.т}}} = 80 \text{ Ом},$$

де приймаємо $k=2$ — коефіцієнт для забезпечення умови закриття тиристора.

Задача 2.3. Розрахувати параметри транзисторного ключа (рис. 17, а), якщо напруга джерела живлення $U = 40 \text{ В}$, потужність $P_{\text{н}} = 40 \text{ Вт}$ та напруга навантаження $U_{\text{н}} = 30 \text{ В}$. Період сигналу керування ключем $T = 1 \text{ мкс}$.

Розв'язок: Визначаємо струм навантаження $I_{\text{н}} = \frac{P_{\text{н}}}{U_{\text{н}}} = 1,33 \text{ А}$. За струмом навантаження та напругою джерела живлення вибираємо (див. Додатки) транзистор за умовами $I_{\text{к.доп}} \geq I_{\text{н}}$. Таким умовам задовольняє транзистор КТ814Б: $I_{\text{к.доп}} = 1,5 \text{ А}; U_{\text{кЕ.доп}} = 50 \text{ В}; P_{\text{к.доп}} = 10 \text{ Вт}; h_{21\text{Е}} = 40, f_{\text{гр}} = 3 \text{ МГц}; U_{\text{кЕ.нас}} = 0,6 \text{ В}$.

Визначаємо струм насичення бази транзистора за виразом

$$I_{Б.нас} = \frac{k_H P_H}{U_H h_{21E}} = \frac{1,2 * 40}{30 * 40} = 0,04 \text{ А ,}$$

де $k_H = 1,2$ — коефіцієнт насичення струму бази.

Час увімкнення та час вимкнення транзистора визначаємо як

$$t_{ув} = t_{вим} = \frac{1}{4f_{гр}} = 83,3 \text{ нс.}$$

Перевіряємо транзистор на можливість розсіювання колектором виділеної потужності за виразом

$$TP_{К,доп} > U_{КЕ,нас} I_{К}(T - t_{ув} - t_{вим}) + 0,5UI_{К}(t_{ув} + t_{вим})$$

$$10 * 10^{-6} > 0,6 * 1,33(1 - 2 * 0,0833) * 10^{-6} + 0,5 * 40 * 1,33 * 2 * 0,0833 * 10^{-6}$$

$$10 * 10^{-6} > 5,1 * 10^{-6}$$

Отже, вибраний транзистор задовольняє цій умові.

Задача 2.4. Визначити середнє значення напруги навантаження, якщо напруга джерела живлення конвертора $U = 36 \text{ В}$, а коефіцієнт заповнення імпульсів $\delta = 0,4$.

Розв'язок: Середнє значення напруги навантаження визначаємо за виразом

$$U_{сер} = \delta U = 14,4 \text{ В}$$

Задача 2.5. Визначити робочу частоту конвертора, якщо глибина регулювання напруги навантаження $\Delta = 2,5$. В перетворювачі застосовується транзисторний ключ на базі транзистора КТ807А.

Розв'язок: Робоча частота конвертора $f_{роб} \leq \frac{1}{3\Delta(t_{ув} + t_{вим})}$, де

$t_{ув}$, $t_{вим}$ — час увімкнення та час вимкнення транзисторного ключа, які приймають однаковими й визначають як (див. розділ 2)

$$t_{ув} = t_{вим} = \frac{1}{4f_{гр}} = 0,05 \text{ мкс,}$$

де $f_{\text{гр}}$ — гранична частота транзистора (для КТ807А $f_{\text{гр}} = 5$ МГц).

Тоді робоча частота конвертора $f_{\text{роб}} \leq 1,33$ МГц. Вибираємо $f_{\text{роб}} = 1,3$ МГц.

ЗАПИТАННЯ ДЛЯ САМОПЕРЕВІРКИ

1. В чому полягає поняття електронний ключ?
2. Подати особливості роботи транзисторного ключа в стані відсіку та насичення.
3. За якими параметрами здійснюється вибір транзисторного ключа?
4. Яке призначення вузла примусової комутації?
5. Дайте порівняльні характеристики транзисторного та тиристорного ключів.
6. Поясніть особливості перетворення постійної напруги в постійну.
7. На чому базується принцип роботи імпульсного конвертора?
8. В чому перевага імпульсних конверторів?
9. Чим визначається робоча частота конвертора?
10. Для чого потрібно враховувати час вмикання та вимикання електронного ключа?

ЗАДАЧІ НА САМОСТІЙНЕ ОПРАЦЮВАННЯ

- 2.1с. Транзистор КТ827А працює в режимі ключа при струмі насичення бази $I_{\text{Б,нас}} = 0,1$ А на навантаження потужністю $P_{\text{н}} = 160$ Вт. Визначити значення напруги навантаження, якщо $h_{21\text{E}} = 50$, $k_{\text{н}} = 1,2$.
(Відповідь: 38,4 В).
- 2.2с. Комутувальний конденсатор в колі тиристорного ключа $C = 20$ мкФ, потужність навантаження $P_{\text{н}} = 80$ Вт, напруга $U_{\text{н}} = 24$ В. Визначити час вимкнення тиристора.
(Відповідь: 144 мкс).
- 2.3с. Визначити потужність навантаження в колі транзисторного ключа, якщо напруга на навантаженні $U_{\text{н}} = 120$ В, а транзистор працює в режимі з $I_{\text{Б,нас}} = 0,1$ А і $h_{21\text{E}} = 80$, $k_{\text{н}} = 1,2$.
(Відповідь: 800 Вт).

2.4с. Визначити ємність комутувального конденсатора для електронного ключа на базі тиристора Т132-25, якщо потужність та напруга навантаження відповідно дорівнюють $P_H = 1100 \text{ Вт}$, $U_H = 50 \text{ В}$.

(Відповідь: 52,8 мкФ).

2.5с. Визначити опір обмежувального резистора R для електронного ключа на базі тиристора Т142-32, якщо напруга навантаження $U_H = 42 \text{ В}$.

(Відповідь: 30 Ом).

2.6с. Вибрати транзистор для схеми транзисторного ключа, параметри навантаження якого $U_H = 50 \text{ В}$, потужність $P_H = 800 \text{ Вт}$. Напруга джерела $U = 95 \text{ В}$.

(Відповідь: КТ827А).

2.7с. Імпульсний перетворювач характеризується коефіцієнтом заповнення імпульсів $\delta = 0,6$. Визначити середнє значення напруги навантаження, якщо напруга джерела живлення перетворювача $U = 120 \text{ В}$.

(Відповідь: 72В).

2.8с. Імпульсний перетворювач на базі транзисторного ключа КТ840А забезпечує глибину регулювання напруги навантаження $\Delta = 3,0$. Визначити період сигналу перетворювача.

(Відповідь: 4,5мкс).

2.9с. Для роботи конвертора на транзисторі КТ807А необхідно забезпечити робочу частоту $f_{\text{роб}} = 2 \text{ МГц}$. Визначити, якою буде глибина регулювання напруги на навантаженні.

(Відповідь: 1,67).

2.10с. Визначити необхідну граничну частоту транзистора в схемі конвертора, робоча частота якого $f_{\text{роб}} = 20 \text{ МГц}$, а глибина регулювання напруги на навантаженні $\Delta = 5$.

(Відповідь: 75 МГц)

ВИПРОСТУВАЧІ ЗМІННОГО СТРУМУ

Студенти після вивчення та опрацювання розділу повинні пояснити роботу напівпровідникових некерованих і керованих випростувачів. Знати основні характеристики найпоширеніших схем однофазних і трифазних випростувачів, а також вміти вибрати їх елементи за паспортними даними.



План (логіка) викладу матеріалу

3.1. Некеровані однофазні випростувачі

3.2. Керовані однофазні випростувачі

3.3. Трифазні випростувачі

Ключові терміни та поняття:

- ▲ випростувач, ▲ однофазний випростувач, ▲ трифазний випростувач,
- ▲ однопівперіодна схема, ▲ двопівперіодна схема з нульовим виводом,
- ▲ мостова схема, ▲ анодний трансформатор, ▲ вентиль, ▲ згладжувальний фільтр,
- ▲ постійна складова, ▲ вищі гармоніки, ▲ коефіцієнт пульсацій,
- ▲ зовнішня характеристика, ▲ кут керування

* **Випростувачі** — це пристрої електроніки для перетворення синусоїдного струму в постійний. Основні компоненти випростувача (рис. 21):

- ◆ **анодний трансформатор**, необхідний для узгодження напруги мережі із заданою напругою навантаження;
- ◆ **блок напівпровідникових діодів (вентилів)**, схема з'єднання яких визначає тип випростувача;
- ◆ **згладжувальний фільтр**, який використовується для зменшення пульсацій випростаної напруги.

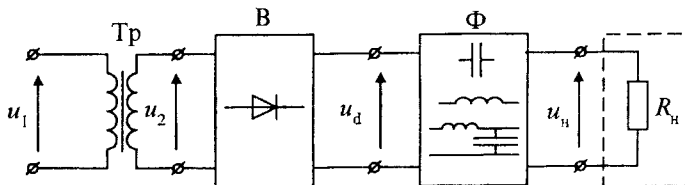


Рис. 21. Структурна схема випростувача

Процес випростування базується на властивості напівпровідникового діода переходити у відкритий стан тільки при прямому прикладанні напруги. Тривалість цього стану визначається часом, протягом якого потенціал анода більший від потенціалу катода. Внаслідок цього, вихідна напруга випростувача буде несинусоїдною, яка на основі розкладу її в ряд Фур'є міститиме постійну складову (основну складову) та вищі гармоніки (рис. 22). Форма випростаної напруги та її значення залежать від схеми випростувача.

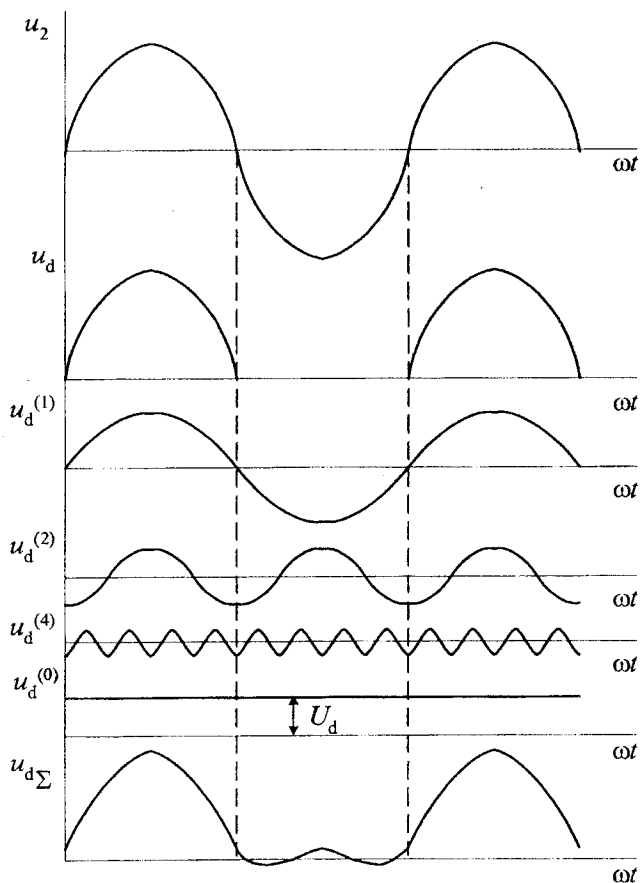


Рис. 22. До пояснення перетворення змінної напруги в постійну (на основі розкладу в ряд Фур'є)

Середнє значення випростаної напруги

$$U_d = \frac{1}{T} \int u_d dt$$

фактично визначається величиною постійної складової.

Робота випростувачів характеризується такими показниками:

- *коефіцієнтом пульсацій випростаної напруги* $K_o = U_{dm}^{(o)} / U_d$; де $U_{dm}^{(o)}$ — максимальне значення основної гармоніки ряду Фур'є випростаної напруги; U_d — середнє значення випростаної напруги;
- *відносною зміною випростаної напруги при переході від неробочого режиму до номінального режиму навантаження* $\Delta U = (U_{d0} - U_{dH}) / U_{dH}$, де U_{d0}, U_{dH} — значення випростаної напруги в неробочому і номінальному режимах відповідно;
- *коефіцієнтом корисної дії (ККД)* $\eta_B = U_d I_d / (U_2 I_2)$, де U_2, I_2 — діючі значення напруги та струму вторинної обвитки трансформатора.

В цілому ККД випростувача визначається як $\eta = \eta_T \eta_B$, де η_T — ККД анодного трансформатора.

До таких показників відноситься і зовнішня характеристика.

Зовнішня характеристика випростувача $U_d = f(I_d)$ — це залежність вихідної напруги від струму навантаження. У реальних випростувачах напруга на виході випростувача змінюється зі зміною струму навантаження внаслідок наявності явища комутації вентилів, а також визначається спадом напруги в обвитках трансформатора та на опорах відкритих вентилів. Ця залежність розраховується за таким виразом:

$$U_d = U_{d0} - I_d \left(\frac{2X'_k}{\pi} + R'_k \right) - \Delta U_a,$$

де ΔU_a — спад напруги у відкритому вентилі, який у випростувачах малої та середньої потужності становить $(1 \div 2)$ В на один ventиль; U_{d0} — середнє значення випростаної напруги в неробочому режимі, яка для однофазних некерованих випростувачів дорівнює

$$U_{d0} = U_{dH} + \frac{2I_{dH} X'_k}{\pi}.$$

Значення опорів короткого замикання трансформатора R_k, X_k переважно розраховані або подані в паспортних даних відповідно до напруги первинної обвитки. Тому, при побудові зовнішньої характеристики, ці величини потрібно привести через коефіцієнт трансформації до напруги вторинної обвитки.

3.1. НЕКЕРОВАНІ ОДНОФАЗНІ ВИПРОСТУВАЧІ

Якщо як вентиля використовують діоди, то такі випростувачі називаються *некерованими*. За способом з'єднання вентилів схеми однофазних випростувачів поділяють на три типи: *однопівперіодна, двопівперіодна з нульовим виводом і мостова*.

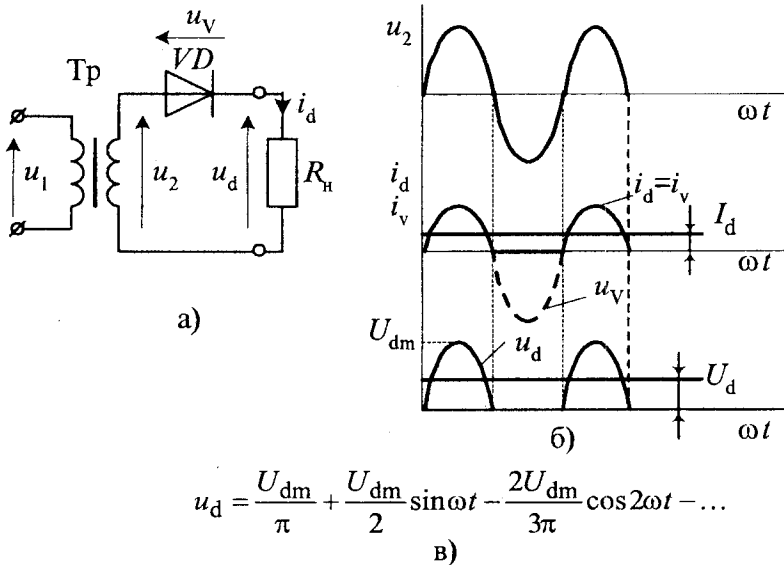
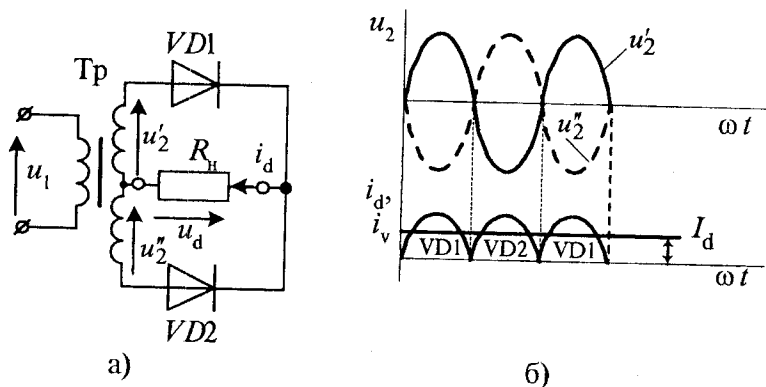


Рис. 23. Однопівперіодний випростувач: схема (а), часові діаграми напруг та струмів (б), вираз вихідної напруги випростувача у формі ряду Фур'є (в)

Робота *однопівперіодної схеми випростувача* (рис.23, а) визначається властивостями напівпровідникового діода. Коли на вторинній обвитці трансформатора додатна півсинусоїда напруги, додатний потенціал прикладено до анода діода й він переходить у відкритий стан, тоді струм проходить через діод та навантаження і це триває до моменту, коли синусоїда напруги вторинної обвитки трансформатора

змінює знак на протилежний, тобто половину періоду змінної напруги. Від'ємний потенціал на аноді діода приводить до його закриття, відповідно струм через діод і навантаження не проходить (рис.23, б). Середнє значення випростаної напруги такого випростувача, як видно з поданого виразу (рис.23, в), дорівнює $U_d = U_{dm}/\pi = 0,45U_2$, коефіцієнт пульсацій — $K_\pi = 1,57$.

У схемі *двопівперіодного випростувача з нульовим виводом* (рис.24, а) вторинна обвитка трансформатора, яка має середню точку (нульову точку), що забезпечує отримання двох напруг u'_2 , u''_2 однакової амплітуди, але протилежної полярності. Коли на вторинній обвитці трансформатора додатна півсинусоїда напруги u'_2 , то струм проходить через діод $VD1$ — R_H , і, навпаки, коли додатна півсинусоїда напруги u''_2 — струм проходить через $VD2$ — R_H (рис.22, б). Отже, струм через навантаження визначається сумою струмів обидвох діодів і проходить протягом усього періоду, тобто $i_d = i_{v1} + i_{v2}$. Середнє значення випростаної напруги двопівперіодного випростувача з нульовим виводом дорівнює $U_d = 2U_{dm}/\pi = 0,9U_2$, а коефіцієнт пульсацій — $K_\pi = 0,67$.



$$u_d = \frac{2U_{dm}}{\pi} - \frac{4U_{dm}}{3\pi} \cos 2\omega t - \frac{4U_{dm}}{15\pi} \cos 4\omega t - \dots$$

в)

Рис. 24. Двопівперіодний випростувач з нульовим виводом: схема (а), часові діаграми напруг та струмів (б), вираз вихідної напруги випростувача у формі ряду Фур'є (в)

Недоліком такої схеми є використання спеціального трансформатора і те, що струм вторинної обвитки несинусоїдний. Це приводить до додаткових втрат в трансформаторі.

У схемі **мостового випростувача** (рис.25, а) використовується трансформатор без середньої точки. Струм через навантаження проходить протягом усього періоду: через діоди $VD1—VD4$ у випадку додатної півсинусоїди напруги вторинної обвитки трансформатора; через діоди $VD2—VD3$ у випадку від'ємної півсинусоїди напруги вторинної обвитки трансформатора. Середнє значення випростаної напруги такого випростувача дорівнює $U_d = 2U_{dm}/\pi = 0,9U_2$, а коефіцієнт пульсацій — $K_n = 0,67$.

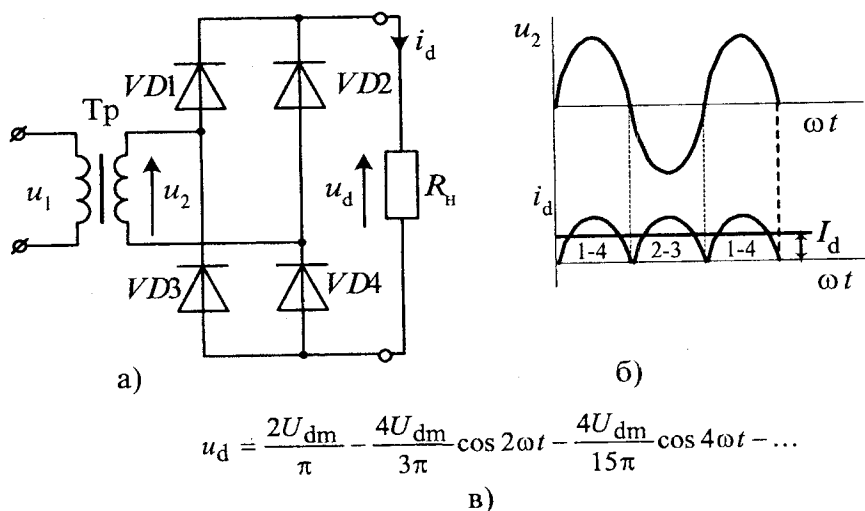


Рис.25. Мостовий випростувач: схема (а), часові діаграми напруг та струмів (б), вираз вихідної напруги випростувача у формі ряду Фур'є (в)

3.2. КЕРОВАНІ ОДНОФАЗНІ ВИПРОСТУВАЧІ

У керованих однофазних випростувачах використовуються керовані напівпровідникові елементи — *тиристри*. Як уже відзначалось, у них є керувальний електрод, а перехід від закритого до відкритого стану здійснюється за умови додатного потенціалу на аноді та

наявності імпульсу керування на електроді керування. Схеми керування випростувачів такі ж самі, як і в некеруваних. Для формування імпульсів керування, зміни моменту їх подання використовуються відповідні системи керування (СК). В більшості СК імпульси керування формуються відносно анодної напруги випростувача.

Часові діаграми (рис. 26) ілюструють роботу керуваного випростувачів на прикладі двопівперіодної схеми. Імпульси керування u_{k1}, u_{k2} подаються на відповідні електроди керування тиристорів із зсувом за фазою на кут α відносно переходу через нуль додатної півсинусоїди напруги між анодом і катодом кожного з тиристорів. Цей кут α називають кутом керування тиристора. Після подання імпульсу керування на тиристор він переходить у відкритий стан і закривається тільки тоді, коли струм через нього стає менший, ніж струм утримання тиристора (практично, коли струм тиристора дорівнює нулеві). Вимоги до імпульсів керування такі: достатня для надійного відкривання тиристора амплітуда напруги і струму імпульсу ($U_{кер} = 10 \div 20$ В, $I_{кер} = 20 \div 2000$ мА); крутий передній фронт імпульсу (10^5 А/с); певна ширина імпульсу ($10^0 \div 15^0$). Зміною кута керування тиристора α регулюють середнє значення випростаної напруги U_d керуваного випростувача.

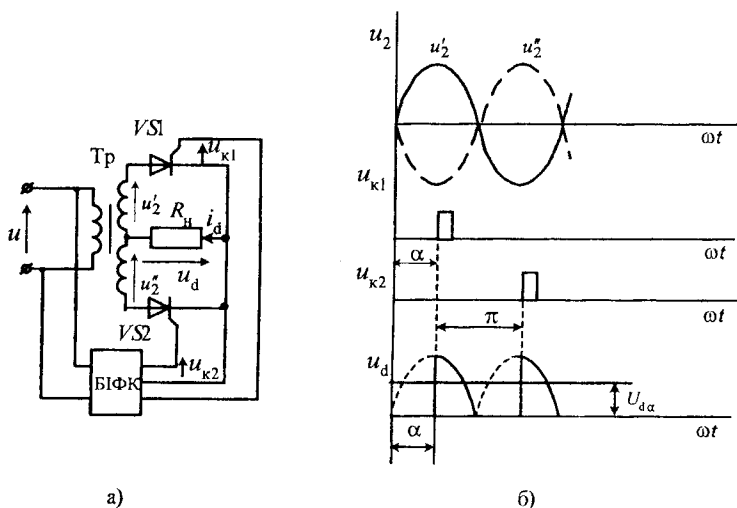


Рис. 26. Схема двопівперіодного керуваного випростувача (а) і часові діаграми напруг (б)

Важливою характеристикою керування випростувачів є їх регульовальна характеристика $U_d = f(\alpha)$. Для зображеної двопівперіодної схеми випростувача ця залежність визначається як $U_{d\alpha} = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$, де U_{d0} — середнє значення випростаної напруги при $\alpha = 0$.

3.3. ТРИФАЗНІ ВИПРОСТУВАЧІ

Трифазні випростувачі використовуються як джерела постійної напруги живлення середньої та великої потужності. Особливість їх роботи визначається тим, що робочим діодом (відкритий стан) є той, у якого в цей момент є більший потенціал на аноді. Це забезпечує тривалість відкритого стану діода протягом 60 град. ел., внаслідок чого значно зменшуються пульсації випростаної напруги.

Переважно використовуються дві схеми трифазних випростувачів: трифазна з нульовим виводом (схема *Міткевича*) і трифазна мостова (схема *Ларіонова*).

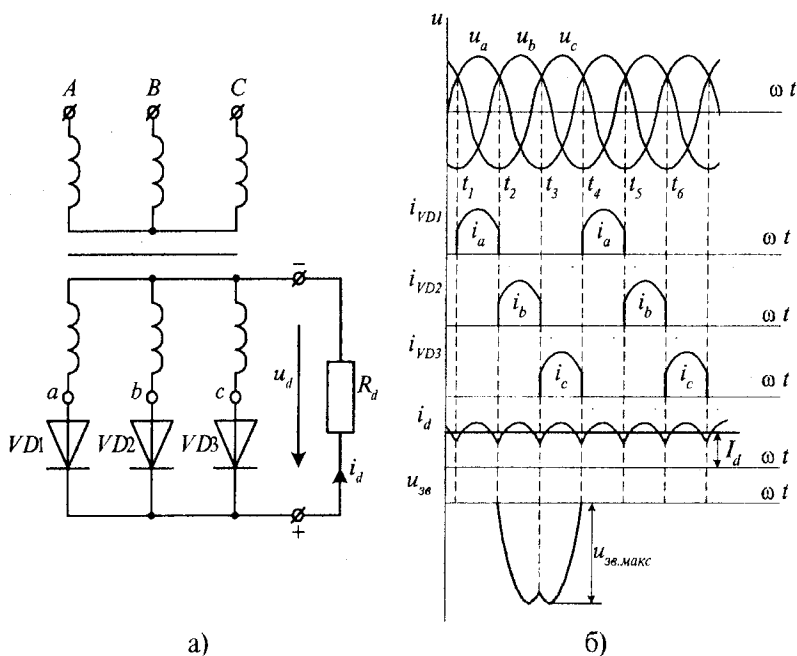


Рис. 27. Схема трифазного випростувача з нульовим виводом (а) і часові діаграми (б)

Трифазний випростувач з нульовим виводом (рис. 27,а) складається з трифазного трансформатора, фази вторинної обвитки якого з'єднані зіркою, та трьох діодів, увімкнених в кожну фазу. Роботу випростувача зручно аналізувати за допомогою часових діаграм (рис. 27,б). В період часу $t_1 \div t_2$ найбільший додатний потенціал прикладено до анода $VD1$, тому він знаходиться у відкритому стані. Струм проходить через діод (обвитку фази «а» — $VD1—R_d$) протягом $\pi/3$, тобто до моменту часу t_2 , коли у відкритий стан переходить $VD2$, оскільки в цей момент часу до його анода прикладено найбільший додатний потенціал фази «b». Через $VD2$ струм проходить в проміжок часу від t_2 до t_3 . Відповідно через $VD3$ струм проходить в період часу $t_3 \div t_4$.

Середнє значення випростаної напруги трифазного випростувача з нульовим виводом дорівнює

$$U_d = \frac{3}{\pi} \int_{-\pi/3}^{\pi/3} U_{2\phi} \cos \omega t d\omega t = 1,17 U_{2\phi}.$$

В період часу, коли діод закритий, до нього прикладається зворотна напруга, максимальне значення якої

$$U_{зв.макс} = \sqrt{2} \sqrt{3} U_{2\phi} = 2,09 U_d.$$

Коефіцієнт пульсацій для такої схеми $K_n = 0,25$, що набагато менше порівняно з однофазними випростувачами.

Випростувач за такою схемою використовується для навантажень зі струмами понад 100 А. Вадюю схеми є підмагнічування осердя трансформатора постійною складовою струму, що понижує ККД випростувача.

Трифазний мостовий випростувач (схема Ларіонова, рис. 28) містить дві групи діодів: анодну — $VD1, VD3, VD5$ і катодну — $VD2, VD4, VD6$. Робота випростувача, тобто почерезність роботи діодів, визначається як додатними півсинусоїдами (анодна група), так і від'ємними (катодна група). Тривалість роботи кожного діода становить 60 град. ел. В інтервалі часу $t_1—t_2$ струм проходить по шляху: обвитка фази «а» — $VD1—R_d—VD4$ — обвитка фази «b». В інтервалі часу $t_2—t_3$ відбувається комутація діодів $VD4$ і $VD6$ і шлях

проходження струму є такий: обвитка фази «а» — $VD1-R_d-VD6$ — обвитка фази «с». Таким чином, через навантаження струм проходить завжди в одному напрямку, а можливість використання від'ємних півсинусоїд забезпечує в схемі випростувача коефіцієнт пульсацій $K_n = 0,057$, що забезпечує широке використання такої схеми.

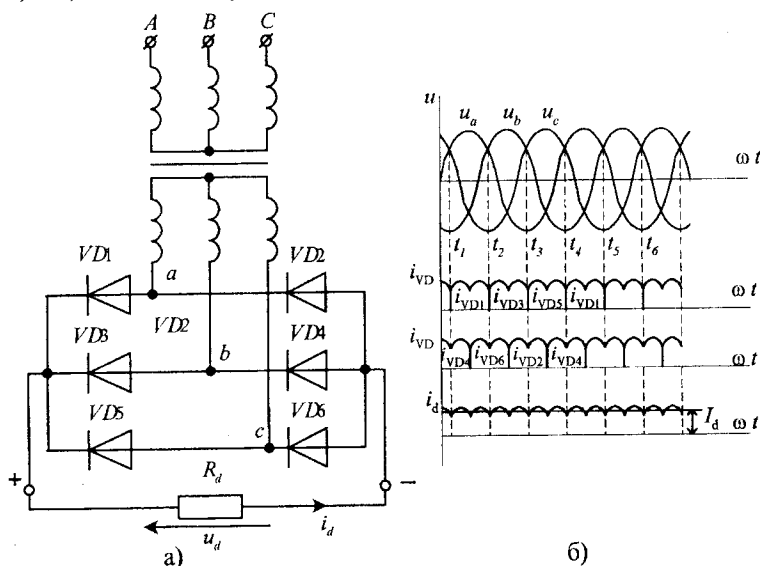


Рис. 28. Схема трифазного мостового випростувача (а) та його часові діаграми (б)

Середнє значення випростаної напруги мостового випростувача

$$U_d = \frac{3}{\pi} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \sqrt{2} U_{2л} \cos \omega t d\omega t = 2,34 U_{2ф},$$

що у 2 рази більше, ніж у випростувачів за схемою Міткевича. Максимальне значення зворотної напруги діода дорівнює, як і у випростувачі з нульовим виводом, амплітудному значенню лінійної напруги і визначається

$$U_{зв.макс} = \sqrt{3} U_{фм} \cong 1,045 U_d.$$

Вибір діодів для трифазних випростувачів здійснюється за тих самих умов, що й для однофазних випростувачів.

Вхідними величинами випростувача є напруга U_2 і струм I_2 вторинної обвитки трансформатора, а вихідними — U_d, I_d .

Співвідношення між вхідними та вихідними величинами випростувача залежать від схеми та характеру навантаження. В табл. 4 подано основні співвідношення між цими величинами для некерованих випростувачів при резистивному навантаженні.

Таблиця 4

**Основні співвідношення параметрів схем випростувачів
(резистивне навантаження)**

№ схеми	Назва схеми випростувача	$\frac{I_2}{I_d}$	$\frac{U_2}{U_d}$	$\frac{I_V}{I_d}$	$\frac{U_{\text{зв. макс}}}{U_d}$	$\frac{S_T}{P_d}$	K_n
1	Однопівперіодна	1,57	2,22	1	3,14	3,5	1,57
2	Двопівперіодна з нульовим виводом	0,785	1,11	0,5	3,14	1,48	0,667
3	Мостова	1,11	1,11	0,5	1,57	1,23	0,667
4	Трифазна з нульовим виводом (схема Міткевича)	0,583	0,855	0,33	2,09	1,35	0,25
5	Трифазна мостова (схема Ларіонова)	0,82	0,425	0,33	1,045	1,05	0,057

ПРИКЛАДИ ДО РОЗДІЛУ

Задача 3.1. Визначити коефіцієнт пульсації випростаної напруги мостового випростувача, якщо ця напруга виражається таким рівнянням ($U_{\text{dm}} = 50 \text{ В}$)

$$u_d = \frac{2U_{\text{dm}}}{\pi} - \frac{4U_{\text{dm}}}{3\pi} \cos 2\omega t - \frac{4U_{\text{dm}}}{15\pi} \cos 4\omega t$$

Розв'язок:

$$u_d = 31,85 - 21,23 \cos 2\omega t - 4,25 \cos 4\omega t$$

Коефіцієнт пульсації визначається за виразом $K_o = \frac{U_{\text{dm}}^o}{U_d}$, де U_{dm}^o — максимальне значення основної гармоніки випростаної напруги; U_d — середнє значення випростаної напруги.

З рівняння випростаної напруги видно, що основною є друга гармоніка і її максимальне значення дорівнює $U_{\text{dm}}^{\circ} = \frac{4U_{\text{dm}}}{3\pi} = 21,23 \text{ В}$. З цього ж рівняння — середнє значення випростаної напруги $U_{\text{d}} = \frac{2U_{\text{dm}}}{\pi} = 31,85 \text{ В}$.

Тоді коефіцієнт пульсацій дорівнює $K_{\circ} = \frac{4U_{\text{dm}}/(3\pi)}{2U_{\text{dm}}/\pi} = \frac{2}{3}$.

Задача 3.2. Визначити струм діода двоівперіодного випростувача з нульовим виводом, якщо потужність та напруга навантаження $P_{\text{н}} = 1000 \text{ Вт}$, $U_{\text{н}} = 100 \text{ В}$.

Розв'язок: Для схеми двоівперіодного випростувача з нульовим виводом струм, який проходить через кожний діод дорівнює $I_{\text{v}} = 0,5I_{\text{d}}$. За даними навантаження визначаємо значення випростаного струму $I_{\text{d}} = I_{\text{н}} = P_{\text{н}}/U_{\text{н}} = 10 \text{ А}$. Отже, струм діода $I_{\text{v}} = 5 \text{ А}$.

Задача 3.3. Визначити зворотну максимальну напругу, що прикладається до діода в схемі трифазного мостового випростувача, якщо напруга на навантаженні $U_{\text{н}} = 160 \text{ В}$.

Розв'язок: Для трифазного мостового випростувача зворотна максимальна напруга яка, може бути прикладена до діода дорівнює $U_{\text{зв.макс}} = 1,045U_{\text{d}} = 1,045 * 160 = 167,2 \text{ В}$.

ЗАПИТАННЯ ДЛЯ САМОПЕРЕВІРКИ

1. В чому полягає суть випростування змінного струму в постійний?
2. Назвіть основні компоненти схеми випростувача.
3. Назвіть основні показники, які характеризують роботу випростувачів.
4. Поясніть відміни між одноівперіодними і двоівперіодними випростувачами.
5. Поясніть роботу однофазної мостової схеми випростувача.
6. В чому особливість роботи керованих випростувачів?
7. Як визначають кут керування тиристора?
8. Назвіть типи трифазних випростувачів.

9. Поясніть роботу трифазного мостового випростувача.
10. Зробіть порівняння різних типів випростувачів щодо коефіцієнтів пульсації випростаної напруги.

ЗАДАЧІ НА САМОСТІЙНЕ ОПРАЦЮВАННЯ

- 3.1с. Вибрати діод для реалізації однофазного мостового випростувача з випростаною напругою $U_d = 16 \text{ В}$, опором навантаження $R_n = 2 \text{ Ом}$.

(Відповідь: КД202В).

- 3.2с. Вибрати діод для реалізації трифазного випростувача з нульовим виводом з випростаною напругою $U_d = 80 \text{ В}$, опором навантаження $R_n = 4 \text{ Ом}$.

(Відповідь: Д243).

- 3.3с. Визначити напругу на вході однофазного мостового випростувача, який працює на навантаження з параметрами $P_n = 40 \text{ Вт}$; $I_n = 2 \text{ А}$.

(Відповідь: 22,2 В)

- 3.4с. Визначити амплітуду основної змінної складової напруги випростувача, якщо напруга на навантаженні $U_n = 36 \text{ В}$, коефіцієнт пульсації випростувача $K_n = 0,67$.

(Відповідь: 24,12 В).

- 3.5с. Обчислити максимальну зворотну напругу, що прикладається до діода в схемі однофазного мостового випростувача з випростаною напругою $U_d = 160 \text{ В}$, якщо в кожній вітці моста увімкнено послідовно по два діоди.

(Відповідь: 125,6 В).

- 3.6с. Обчислити максимальну зворотну напругу, що прикладається до діода в схемі трифазного мостового випростувача з випростаною напругою $U_d = 120 \text{ В}$, якщо вітку моста реалізовано за схемою.

(Відповідь: 41,8 В).

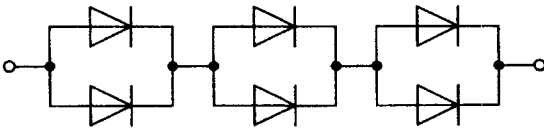


Рис. до задачі 3.6с

3.7с. Визначити струм діода двопівперіодного випростувача з нульовим виводом, якщо потужність та напруга навантаження $P_H = 600 \text{ Вт}$, $U_H = 80 \text{ В}$.

(Відповідь: 3,75 А).

3.8с. Для однофазного мостового випростувача потужністю $P_d = 420 \text{ Вт}$ і опором навантаження $R_H = 8 \text{ Ом}$ визначити діюче значення напруги вторинної обвитки трансформатора.

(Відповідь: 56,57 В).

3.9с. В схемі трифазного випростувача з нульовою точкою обчислити фазну напругу, якщо опір резистивного навантаження $R_H = 4 \text{ Ом}$ при випростаному струмі 62А.

(Відповідь: 212,04 В).

3.10с. Визначити коефіцієнт трансформації анодного трансформатора трифазного мостового випростувача потужністю $P_d = 8,42 \text{ кВт}$, навантаженого резистором з опором $R = 12 \text{ Ом}$. Напруга трифазної мережі $U = 3300 \text{ В}$.

(Відповідь: 14,1).

ЗГЛАДЖУВАЛЬНІ ФІЛЬТРИ



Після вивчення та опрацювання даного розділу студенти повинні пояснити принцип згладжування вищих гармонік. Знати особливості роботи параметричних і транзисторних згладжувальних фільтрів, а також їх характеристики. Вміти вибирати схеми та параметри згладжувальних фільтрів залежно від їх потужності.

План (логіка) викладу матеріалу

4.1. Пасивні згладжувальні фільтри

4.2. Активні згладжувальні фільтри

Ключові терміни та поняття:

▲ згладжувальний фільтр, ▲ С-фільтр, ▲ L-фільтр, ▲ LC-фільтр, RC-фільтр, ▲ Г-подібний фільтр, ▲ П-подібний фільтр, ▲ пасивний фільтр, ▲ активний фільтр, ▲ коефіцієнт пульсацій, ▲ коефіцієнт згладжування, ▲ л-параметри фільтра

Форма напруги на виході випростувачів не є достатньо гладкою й характеризується пульсаціями, зумовленими наявністю у випростаній напрузі вищих гармонік. Їх вплив (кількісна характеристика) визначається коефіцієнтом пульсацій $K_{\text{п}}$. Сучасні пристрої електроніки вимагають такий рівень пульсацій випростаної напруги, який характеризується $K_{\text{п}} = 10^{-2} \div 10^{-4}$. Тому, для зниження рівня пульсацій, використовують згладжувальні фільтри, основною характеристикою яких є коефіцієнт згладжування

$$q = \frac{K_{\text{п.вх}}}{K_{\text{п.вих}}},$$

де $K_{\text{п.вх}}$, $K_{\text{п.вих}}$ — коефіцієнти пульсацій випростаної напруги на вході та виході фільтра відповідно.

За принципом роботи та схемним рішенням згладжувальні фільтри поділяються на *пасивні* та *активні* (електронні).

4.1. ПАСИВНІ ЗГЛАДЖУВАЛЬНІ ФІЛЬТРИ

Пасивні згладжувальні фільтри базуються на фізичних властивостях пасивних елементів. Найширше використовуються схеми фільтрів: типу «С»; типу «L» і типу «LC» або їх комбінації (рис. 29).

Робота фільтра *типу «С»* (рис. 29, а) базується на властивості ємності нагромаджувати електричну енергію та явищі заряду-розряду конденсатора. Конденсатор заряджається тоді, коли вхідна напруга $u_{вх}$ більша, ніж напруга на конденсаторі $u_{вих}$ і розряджається через опір навантаження за умови $u_{вх} < u_{вих}$ (рис. 30, а).

Фільтр типу «С» застосовують у схемах випростувачів з потужністю навантаження $P_d < 300$ Вт. Коефіцієнт пульсацій випростаної напруги на виході такого фільтра за умови, що $\tau_{розр} > 10T$, (T — період змінної складової) визначається за формулою

$$K_{п.вих} = \frac{1}{2\pi f R_n C_\phi},$$

де $\tau_{розр}$ — стала часу розряду конденсатора; f — частота основної гармоніки випростаної напруги; R_n — опір навантаження; C_ϕ — ємність фільтра.

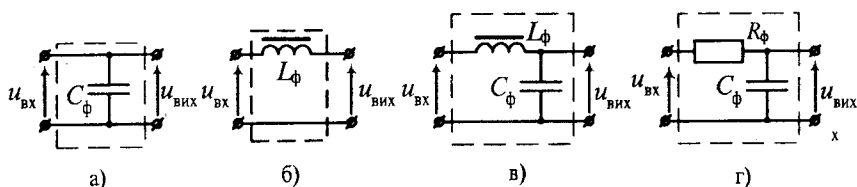


Рис. 29. Схеми пасивних фільтрів: а — С-фільтр; б — L-фільтр; в — LC-фільтр (Г-подібний); г — RC-фільтр (Г-подібний)

У разі використання фільтра типу «С» необхідно враховувати, що під час заряду конденсатора струм діода обмежується тільки опором вторинної обвитки трансформатора (опір діода у відкритому стані є дуже малий). Тому, з метою обмеження величини струму послідовно до діода, вмикають додатковий резистор.

Для споживачів потужністю, більшою ніж 300 Вт, застосовують фільтр *типу «L»* (рис. 29, б). Послідовне з'єднання елементів L_ϕ і R_n зумовлює відставання за фазою струму i_d відносно напруги $u_{вх}$. Для збільшення ефективності згладжування використовують навії індуктивності з феромагнетним осердям. Індуктивність нагромаджує

магнетну енергію, що веде до збільшення тривалості проходження струму порівняно з тривалістю додатної напруги на діоді (рис. 30, б). Внаслідок цього зменшуються пульсації випростаної напруги на навантаженні, а коефіцієнт згладжування у цьому випадку визначається за виразом $q = \frac{2\pi f L_{\phi}}{R_n}$, де L_{ϕ} — індуктивність фільтра.

Ефективність роботи такого фільтра визначається співвідношенням $\omega L_{\phi} \gg R_n$. Тому ці фільтри рекомендується використовувати у схемах трифазних випростувачів, які характеризуються великими струмами навантаження.

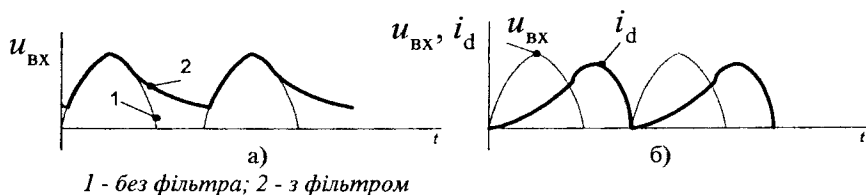


Рис. 30. До пояснення роботи «С» фільтра (а) і «L» фільтра (б)

Ефективніше зменшити пульсації випростаної напруги можна за допомогою фільтра типу «LC». Такі фільтри використовують, коли опір навантаження дорівнює десяткам або сотням Ом. Їх принцип роботи базується на одночасному використанні згладжувальних властивостей ємності та індуктивності. За схемною реалізацією поділяються на Г-подібні та П-подібні (рис.31).

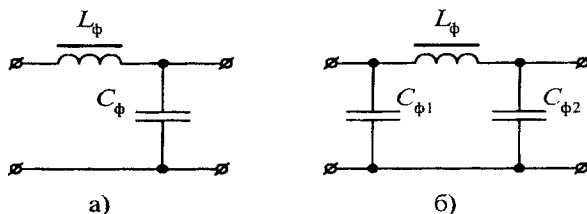


Рис. 31. LC — фільтри: Г — подібний (а); П — подібний (б)

Для фільтра типу «LC» (Г-подібний фільтр) коефіцієнт згладжування визначають за виразом $q = (4\pi f)^2 L_{\phi} C_{\phi} - 1$, де f — частота основної гармоніки.

У разі вибору параметрів LC -фільтра рекомендується використувати такі співвідношення:

$$2\pi fL \approx (5 \div 10)R_n; \quad \frac{1}{2\pi fC} \approx (0,1 \div 0,2)R_n.$$

Для ефективнішого згладжування використовуються Π -подібні фільтри, які називають багатоланковими (рис.31,б). Такі фільтри розглядають як ємнісний ($C_{\phi 1}$) і Γ -подібний ($L_{\phi}C_{\phi 2}$), а коефіцієнт згладжування визначається $q_n = q_c q_r$. Для інженерних розрахунків користуються такою рекомендацією: якщо $R_n \geq 1\text{кОм}$, то використовують Π -подібний фільтр типу CRC (замість ланки L_{ϕ} рис.31,б використовується R_{ϕ}), а якщо менше, то — фільтр типу CLC .

Для малопотужних випростувачів використовують ***RC-фільтри***. За умови $X_{c\phi} \leq R_{\phi}$ змінна складова струму i_d зменшується, чим досягається згладжування випростаної напруги.

Коефіцієнт згладжування такого фільтра

$$q = (0,5 \div 0,9)2\pi fR_{\phi}C_{\phi},$$

а опір фільтра R_{ϕ} вибирають за умовою

$$\frac{R_n}{R_n + R_{\phi}} = (0,5 \div 0,9).$$

Якщо між фільтром і споживачем увімкнено параметричний стабілізатор напруги, то під час визначення параметрів фільтра необхідно враховувати, що опір навантаження для фільтра буде визначатися співвідношенням опорів баластного резистора R_b , стабілітрона R_d і навантаження R_n

$$R'_n = R_b + \frac{R_d R_n}{R_d + R_n}.$$

4.2. АКТИВНІ ЗГЛАДЖУВАЛЬНІ ФІЛЬТРИ

В сучасних пристроях електроніки використовуються фільтри, в яких основним елементом є транзистор. Відповідно, такі фільтри називають ***електронними*** або ***активними***.

Робота транзисторного фільтра базується на відмінності за величиною опору транзистора для постійної та змінної складових струму колектора. Режим транзистора визначається робочою точкою, яку

вибирають на горизонтальній ділянці вихідної характеристики $I_K(U_{KE})$ (рис. 32). Тоді опір постійному струму (статичний опір) $R_{ст} = \frac{U_{KE.A}}{I_{K.A}}$

є незначний, а опір змінній складовій струму (динамічний опір)

$$R_d \cong \frac{\Delta U_{KE}}{\Delta I_K} \text{ — набагато більший. Враховуючи, що } \frac{R_d}{R_{ст}} \approx 10^2 \div 10^3,$$

то при цьому досягається зменшення пульсацій в 3÷5 разів. Тобто робота такого фільтра подібна до роботи фільтра типу «L».

Схеми фільтрів поділяють за способом вмикання навантаження, а саме, послідовно та паралельно до фільтра. Послідовне ввімкнення електронних фільтрів рекомендується для випростувачів з випростаною напругою 300÷400 В, а паралельне ввімкнення — для випростувачів з напругою 0÷10 В.

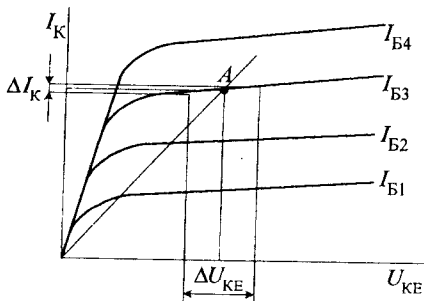


Рис. 32. До пояснення роботи транзисторного фільтра

Розглянемо роботу активного фільтра на прикладі схеми з послідовним вмиканням навантаження до фільтра (рис. 33, а). Для того, щоб вищі гармоніки вхідного сигналу не проходили через перехід емітер-база й не підсилювались транзистором, вхідний струм фільтрується ланкою $C_B R_B$. Резистор R_B і вхідний опір транзистора також є ланкою фільтра. Завдяки від'ємному зворотному зв'язку за струмом отримуємо згладжувальну дію конденсатора C_B і резистора R_B . Враховуючи, що $R_d \gg R_{ст}$, то відповідно і спад напруги від змінної складової струму буде більшим.

Необхідною умовою роботи такого фільтра є наявність RC -ланки, стала часу якої повинна бути набагато більшою за період пульсацій основної гармоніки випростаної напруги $R_B C_B \gg T^{(1)}$.

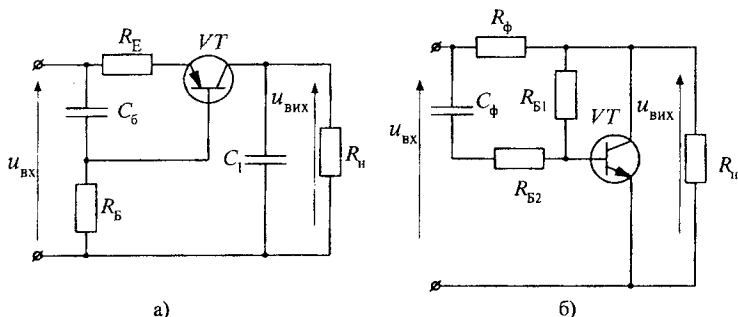


Рис. 33. Схеми транзисторних фільтрів з послідовним (а) та паралельним (б) вмиканням навантаження

На рис. 33, б показано схему паралельного вмикання активного фільтра. Резистор $R_{Б1}$ призначений для задання робочої точки транзистора. Через елементи $C_{Б}$, $R_{Б2}$ проходить змінна складова струму бази, яка підсилюється транзистором й виділяється на резисторі $R_{Ф}$. Оскільки струм колектора зсунений за фазою щодо струму бази на π , то напруга на резисторі $R_{Ф}$ є в протифазі до змінної складової вхідної напруги. В результаті змінна складова напруги на навантаженні значно послаблюється.

ПРИКЛАДИ ДО РОЗДІЛУ

Задача 4.1. Розрахувати ємність LC-фільтра, якщо відомо коефіцієнт пульсацій на вході випростувача $K_{п.вх} = 0,057$, частоту струму джерела живлення $f = 50$ Гц; індуктивність фільтра $L_{Ф} = 75$ мГн; коефіцієнт пульсацій на навантаженні $K_{п.вих} = 0,002$. Випростувач зібрано за трифазною мостовою схемою.

Розв'язок:

Обчислюємо коефіцієнт згладжування фільтра

$$q = \frac{K_{п.вх}}{K_{п.вих}} = \frac{0,057}{0,002} = 28,5$$

Ємність фільтра $C_{Ф}$ визначаємо з рівняння

$$q = (4\pi f)^2 L_{Ф} C_{Ф} - 1$$

$$\text{Звідки } C_{\Phi} = \frac{q+1}{(4\pi f)^2 L_{\Phi}} = \frac{28,5+1}{(4 \cdot 3,14 \cdot 50)^2 \cdot 0,075} \cong 1000 \text{ мкФ.}$$

Вибираємо два конденсатори ємністю 500 мкФ кожний, увімкнені паралельно.

Задача 4.2. На виході однофазного мостового випростувача встановлено L -фільтр, який забезпечує коефіцієнт пульсації випростаної напруги $K_{\text{п.вих}} = 0,01$. Потужність споживача $P_{\text{н}} = 900 \text{ Вт}$, а напруга на навантаженні $U_{\text{н}} = 36 \text{ В}$. Визначити індуктивність фільтра.

Розв'язок: Визначаємо опір споживача $R_{\text{н}} = \frac{U_{\text{н}}^2}{P_{\text{н}}} = 1,44 \text{ Ом}$.

Коефіцієнт згладжування фільтра дорівнює $q = \frac{K_{\text{п.вих}}}{K_{\text{п.вих}}} = 66,7$,

де $K_{\text{п.вих}} = 0,667$ — коефіцієнт пульсації випростаної напруги на виході однофазного мостового випростувача.

Індуктивність фільтра визначаємо за виразом

$$L_{\Phi} = \frac{qR_{\text{н}}}{2\pi f} = \frac{66,7 \cdot 1,44}{2 \cdot 3,14 \cdot 50} \cong 0,3 \text{ Гн.}$$

Задача 4.3. Визначити ємність C -фільтра для забезпечення коефіцієнта пульсації на навантаженні 0,1. Потужність та напруга навантаження $P_{\text{н}} = 2,4 \text{ Вт}$; $U_{\text{н}} = 16 \text{ В}$.

Розв'язок: Визначаємо опір навантаження

$$R_{\text{н}} = \frac{U_{\text{н}}^2}{P_{\text{н}}} = \frac{16^2}{2,4} = 106,7 \text{ Ом}$$

Ємність C -фільтра визначаємо за виразом

$$C_{\Phi} = \frac{1}{2\pi f R_{\text{н}} K_{\text{п.вих}}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 106,7 \cdot 0,1} \cong 298,5 \text{ мкФ.}$$

Задача 4.4. На виході однофазного мостового фільтра встановлено RC -фільтр. Визначити ємність цього фільтра, якщо на навантаженні необхідно забезпечити коефіцієнт пульсації $K_{\text{п.вих}} = 0,2$, а опір навантаження $R_{\text{н}} = 36 \text{ Ом}$.

Розв'язок: Опір RC-фільтра вибираємо за умовою

$$\frac{R_n}{R_n + R_\phi} = (0,5 \div 0,9) = 0,8. \text{ Звідки } R_\phi = 0,25R_n = 9 \text{ Ом.}$$

Визначаємо ємність фільтра з рівняння $q = (0,5 \div 0,9)2\pi f R_\phi C_\phi$, де

$$q = \frac{K_{п.вх}}{K_{п.вих}} = \frac{0,667}{0,2} = 3,335 \text{ — коефіцієнт згладжування фільтра;}$$

$K_{п.вх} = 0,667$ — коефіцієнт пульсацій на виході однофазного мостового випростувача.

Отже, ємність фільтра дорівнює

$$C_\phi = \frac{q}{1,6\pi f R_\phi} = \frac{3,335}{0,8 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 9} = 1475 \text{ мкФ.}$$

ЗАПИТАННЯ ДЛЯ САМОПЕРЕВІРКИ

1. Які основні характеристики згладжувальних фільтрів?
2. На чому базуються згладжувальні властивості C-фільтра?
3. Поясніть роботу L-фільтра та критерій, за яким вибирають такий фільтр.
4. Які умови застосування LC-фільтрів та визначення їх параметрів?
5. Як поділяються LC-фільтри?
6. Коли застосовують RC-фільтри?
7. У чому полягає відмінність між статичним і динамічним опорами транзистора?
8. На чому базується робота транзисторних фільтрів?
9. Поясніть роботу транзисторного фільтра з послідовним увімкненням навантаження.

ЗАДАЧІ НА САМОСТІЙНЕ ОПРАЦЮВАННЯ

- 4.1с. Для згладжування пульсацій випростаної напруги однофазного мостового випростувача, що живиться напругою з промисловою частотою, використано ємнісний фільтр. Визначити ємність цього фільтра для забезпечення коефіцієнта пульсацій на виході $K_{п.вих} = 0,2$, якщо опір резистивного навантаження $R_n = 20 \text{ Ом}$.

(Відповідь: 796 мкФ)

- 4.2с. Для згладжування пульсацій випростаної напруги однофазного мостового випростувача, що живиться змінною напругою частотою 400 Гц, використовується ємнісний фільтр. Визначити ємність цього фільтра для забезпечення коефіцієнта пульсацій $K_{п.вих} = 0,1$, якщо опір резистивного навантаження $R_{н} = 24 \text{ Ом}$.
(Відповідь: 165,8 мкФ).
- 4.3с. На виході трифазного мостового випростувача, навантаженого опором $R_{н} = 24 \text{ Ом}$ увімкнено L-фільтр з індуктивністю $L_{\phi} = 68 \text{ мГн}$. Визначити коефіцієнт згладжування фільтра. Змінна напруга на вході випростувача частотою 100 Гц.
(Відповідь: 3,56).
- 4.4с. Для згладжування пульсацій однофазного випростувача використовуються три Γ -подібні LC-фільтри з коефіцієнтом згладжування $q=3$ кожний. Визначити коефіцієнт згладжування каскаду.
(Відповідь: 27).
- 4.5с. Згладжувальний фільтр з коефіцієнтом згладжування 16 складається з двох однакових Γ -подібних LC-фільтрів. Визначити ємність фільтра, якщо $L_{\phi} = 62 \text{ мГн}$ при частоті 400 Гц.
(Відповідь: 3,19 мкФ).
- 4.6с. На виході однофазного мостового випростувача встановлено L-фільтр, який забезпечує коефіцієнт пульсацій випростаної напруги $K_{п.вих} = 0,05$. Потужність споживача $P_{н} = 500 \text{ Вт}$, а напруга на навантаженні $U_{н} = 24 \text{ В}$. Визначити індуктивність фільтра.
(Відповідь: 12,2 мГн).
- 4.7с. Визначити ємність C-фільтра для забезпечення коефіцієнта пульсацій на навантаженні 0,12. Потужність та напруга навантаження $P_{н} = 12 \text{ Вт}$; $U_{н} = 120 \text{ В}$.
(Відповідь: 22,1 мкФ).
- 4.8с. Для згладжування пульсацій випростаної напруги використали два конденсатори ємністю по 250 мкФ, що забезпечило $K_{п.вих} = 0,1$. Обчислити опір навантаження, якщо частота змінної складової 100 Гц.
(Відповідь: 31,8 Ом).

4.9с. Для згладжування пульсацій однофазного мостового випростувача використали два Г-подібних LC-фільтра, що забезпечило коефіцієнт пульсацій на навантаженні 0,01. Обчислити індуктивність фільтра, якщо $C_{\phi} = 1000 \mu\text{Ф}$, а частота змінної складової $f = 50 \text{ Гц}$.

(Відповідь: 2,54 мГн).

4.10с. В схему трифазного мостового випростувача, навантаженого опором $R_H = 22,5 \text{ Ом}$ увімкнули індуктивний фільтр. Обчислити значення індуктивності фільтра за умови, що коефіцієнт пульсацій на навантаженні $K_{\Pi} = 0,005$, частота змінної складової 50 Гц.

(Відповідь: 0,82 Гн).

СТАБІЛІЗАТОРИ НАПРУГИ

Вивчивши даний розділ, студенти повинні знати призначення стабілізаторів напруги та їх характеристики. Вміти пояснити роботу параметричних і компенсаційних стабілізаторів напруги, а також розраховувати та вибирати елементи схеми параметричного стабілізатора напруги за даними навантаження.

План (логіка) викладу матеріалу

5.1. Параметричні стабілізатори напруги

5.2. Компенсаційні стабілізатори напруги

Ключові терміни та поняття:

▲ стабілізатор напруги, ▲ параметричний стабілізатор напруги, ▲ компенсаційний стабілізатор напруги, ▲ коефіцієнт стабілізації, ▲ динамічний опір, ▲ баластний резистор, ▲ стабілітрон, ▲ навантажувальна характеристика

Стабілізатори напруги — це електронні пристрої, призначені для підтримання сталого значення напруги з необхідною точністю в заданому діапазоні зміни напруги джерела або опору навантаження (дестабілізуючі чинники). За принципом роботи стабілізатори напруги поділяються на *параметричні* та *компенсаційні*. Параметричний метод стабілізації базується на зміні параметрів нелінійного елемента стабілізатора, залежно від зміни дестабілізуючого чинника, а стабілізатор називають параметричним.

В компенсаційному методі стабілізації у вимірювальному елементі порівнюється величина, що стабілізується, з еталонною і виробляється сигнал розузгодження. Цей сигнал перетворюється, підсилюється і подається на регульовальний елемент.

5.1. ПАРАМЕТРИЧНІ СТАБІЛІЗАТОРИ НАПРУГИ

Параметричний стабілізатор напруги на базі стабілітрона показано на рис. 34.

Особливості роботи такого стабілізатора напруги базуються на тому, що напруга стабілітрона на зворотній ділянці його вольт-амперної

характеристики $U_{\text{ст.доп}}$ змінюється незначно в широкому діапазоні зміни зворотного струму стабілітрона. Тобто коливання напруги на вході стабілізатора зумовлюють значну зміну струму стабілітрона при незначних змінах напруги на ньому.

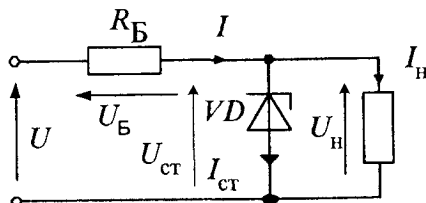


Рис. 34. Схема параметричного стабілізатора напруги

Стабілізатори характеризуються коефіцієнтом стабілізації

$$K_{\text{ст.н}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}} / U_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{вих}} / U_{\text{вих}}},$$

який для параметричних стабілізаторів становить $K_{\text{ст.н}} = 20 \div 30$.

Рівняння електричної рівноваги для такого стабілізатора має вигляд: $U = U_{\text{н}} + R_{\text{Б}}I$, де $R_{\text{Б}}$ — баластний опір, необхідний для зменшення впливу дестабілізуючих чинників на напругу навантаження.

Опір баластного резистора $R_{\text{Б}}$ вибирають таким, щоб при номінальному значенні напруги джерела U , напруга і струм стабілітрона теж дорівнювали номінальним значенням $U_{\text{ст.н}}$, $I_{\text{ст.н}}$. Величину $I_{\text{ст.н}}$ визначають за паспортними даними та виразом

$$I_{\text{ст.н}} = (I_{\text{ст.мін}} + I_{\text{ст.макс}}) / 2.$$

Тоді, з рівняння електричної рівноваги, визначаємо баластний опір за виразом

$$R_{\text{Б}} = \frac{U - U_{\text{ст.н}}}{I_{\text{ст.н}} + I_{\text{н}}},$$

де $I_{\text{н}} = P_{\text{н}} / U_{\text{н}}$; $U \approx U_{\text{д}}$; $I = I_{\text{ст.н}} + I_{\text{н}}$.

Роботу параметричного стабілізатора зручно ілюструвати за допомогою вольт-амперної характеристики (ВАХ) стабілітрона та відповідної графічної побудови навантажувальної прямої (рис. 35). Для побудови ВАХ стабілітрона за його паспортними даними через точку з координатами $U_{\text{ст.н}}$, $I_{\text{ст.н}}$ проводять пряму лінію під кутом α до осі координат, що визначається значенням динамічного опору стабілітрона

R_d . Далі будемо навантажувальну характеристику при номінальній напрузі джерела. Для цього визначаємо координати двох точок, через які проходить пряма. А саме, точка з координатою $U_{ст.н}$, $I_{ст.н}$ та точка на осі ординат, яка визначається за виразом $I = U/R_B$. Через ці точки проводимо навантажувальну пряму.

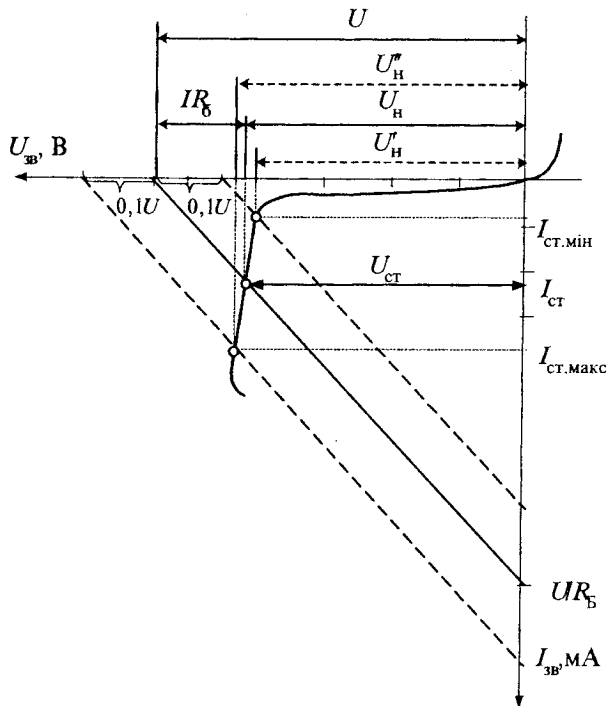


Рис. 35. Графічна інтерпретація роботи параметричного стабілізатора напруги

Роботу стабілізатора перевіряють за умови його здатності забезпечувати задане значення U_n при коливаннях вхідної напруги U . Для прикладу, якщо вхідна напруга змінюється в межах $\pm 10\%$, то на виході стабілізатора коливання напруги U_n становить $\pm 0,1\%$ (рис. 35). Побудова навантажувальних прямих при зміні напруги мережі в межах $\pm 10\%$ здійснюється шляхом паралельного зсуву навантажувальної характеристики при номінальній напрузі мережі відповідно вліво і вправо на $0,1U$. За допомогою цієї побудови можна з'ясувати, чи при

таких коливаннях напруги мережі забезпечуються умови стабілізації, тобто, чи точки перетину зсунених навантажувальних характеристик з ВАХ стабілітрона не виходять за межі значень струмів стабілітрона $I_{ст.мін}$ і $I_{ст.макс}$.

5.2. КОМПЕНСАЦІЙНІ СТАБІЛІЗАТОРИ НАПРУГИ

Робота компенсаційних (транзисторних) стабілізаторів напруги базується на порівнянні вихідної напруги стабілізатора з еталонною. Якщо вони не рівні між собою, то різниця цих напруг підсилюється й подається на регулювальний елемент, який відновлює вихідну напругу до стабілізованої величини. Такі стабілізатори дозволяють розширити діапазон стабілізованих напруг та забезпечити вищу якість стабілізації ($K_{ст.н} \geq 50$) порівняно з параметричними стабілізаторами.

За способом вмикання регулювального елемента відносно навантаження, компенсаційні стабілізатори поділяють на послідовного та паралельного типів.

На рис. 36 зображено компенсаційний стабілізатор послідовного типу.

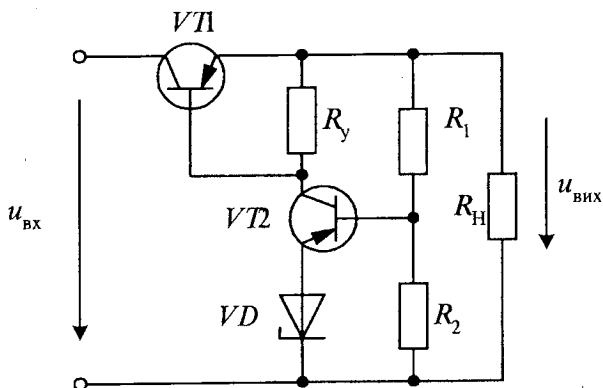


Рис.36. Схема компенсаційного стабілізатора напруги

Транзистор $VT1$ виконує функцію регулювального елемента, а транзистор $VT2$ — функцію підсилювального елемента. Еталонна напруга задається з допомогою стабілітрона VD . Вона порівнюється з напругою на резисторі R_2 , яка пропорційна вихідній напрузі стабілізатора, тому що цей резистор є плечем дільника напруги R_1, R_2 . Різниця

цих напруг підсилюється транзистором $VT2$ і виділяється на резисторі R_y . Напряга на цьому резисторі є вхідною напругою регулювального елемента $VT1$ і, тому, зумовлює зміну напруги емітер-колектор $VT1$, завдяки чому забезпечується стабілізація вихідної напруги.

ПРИКЛАДИ ДО РОЗДІЛУ

Задача 5.1. Вибрати стабілітрон для параметричного стабілізатора напруги, якщо навантаження має такі параметри: $P_H = 75 \text{ мВт}$; напруга — $U_H = 6,8 \text{ В}$.

Розв'язок: Оскільки стабілітрон вибирається за напругою навантаження, то $U_{\text{ст.н}} = U_H = 6,8 \text{ В}$. Такій умові задовольняє стабілітрон типу КС468А.

Задача 5.2. Визначити опір баластного резистора R_6 в схемі параметричного стабілізатора, якщо потужність навантаження $P_H = 50 \text{ мВт}$; напруга — $U_H = 5,6 \text{ В}$; напруга на вході стабілізатора $U = 7,5 \text{ В}$.

Розв'язок: Вибираємо стабілітрон за умовою $U_{\text{ст.н}} = U_H$. Цій умові задовольняє стабілітрон КС456А. Паспортні дані стабілітрона:

$$U_{\text{ст.н}} = 5,6 \text{ В}; I_{\text{ст.мін}} = 3 \text{ мА}; I_{\text{ст.макс}} = 30 \text{ мА}.$$

Визначасмо номінальне значення струму стабілізації стабілітрона

$$I_{\text{ст.н}} = \frac{I_{\text{ст.мін}} + I_{\text{ст.макс}}}{2} = 16,5 \text{ мА}.$$

Обчислюємо номінальне значення струму навантаження

$$I_H = \frac{P_H}{U_H} = 8,93 \text{ мА}.$$

Тоді баластний опір дорівнює $R_6 = \frac{U - U_{\text{ст.н}}}{I_H + I_{\text{ст.н}}} = 74,7 \text{ Ом}$. Вибираємо резистор 75 Ом .

Задача 5.3. Перевірити умови стабілізації параметричного стабілізатора, якщо коливання вхідної напруги становлять $\pm 10\%U$. Стабілізатор виконано на базі стабілітрона КС456А, баластний опір $R_6 = 75 \text{ Ом}$, потужність та напруга навантаження $P_H = 50 \text{ мВт}$,

$U_H = 5,6 \text{ В}$, номінальне значення вхідної напруги стабілізатора
 $U = 7,5 \text{ В}$.

Розв'язок: З рівняння електричної рівноваги такого стабілізатора $U = U_H + R_B(I_H + I_{ст})$ виражаємо струм стабілітрона

$$I_{ст} = \frac{U - U_H(R_B/R_H + 1)}{R_B},$$

де $R_H = U_H^2/P_H = 627,2 \text{ Ом}$ — опір навантаження.

На підставі цього виразу знаходимо мінімальне значення струму через стабілітрон, яке відповідає пониженій на 10% вхідній напрузі ($U_{\text{мін}} = 0,9U = 6,75 \text{ В}$): $I_{ст}(0,9U) \cong 7 \text{ мА}$.

Визначаємо максимальне значення струму через стабілітрон, що відповідає підвищеній на 10% вхідній напрузі ($U_{\text{мін}} = 0,9U = 6,75 \text{ В}$) за тим же виразом: $I_{ст}(1,1U) \cong 27 \text{ мА}$.

Перевіряємо, чи забезпечує умови стабілізації цей стабілізатор шляхом порівняння мінімального $I_{ст.\text{мін}} = 3 \text{ мА}$ та максимального $I_{ст.\text{макс}} = 30 \text{ мА}$ значень струмів стабілітрона з струмами, визначеними для пониженої $I_{ст}(0,9U) \cong 7 \text{ мА}$ та підвищеної $I_{ст}(1,1U) \cong 27 \text{ мА}$ вхідної напруги стабілізатора на 10%

$$I_{ст.\text{мін}} < I_{ст}(0,9U), \quad I_{ст.\text{макс}} > I_{ст}(1,1U)$$

Отже, цей стабілізатор забезпечує умови стабілізації для коливань вхідної напруги $\pm 10\%U$, тому що струм через стабілітрон не виходить за межі граничних значень струму стабілітрона.

ЗАПИТАННЯ ДЛЯ САМОПЕРЕВІРКИ

1. У чому полягає параметричний метод стабілізації?
2. Подайте умови вибору стабілітрона для параметричного стабілізатора.
3. Для чого необхідний баластний резистор?
4. Поясніть критерій вибору величини баластного опору.
5. Подайте графічну інтерпретацію роботи параметричного стабілізатора.
6. На чому базується компенсаційний метод стабілізації?

ЗАДАЧІ НА САМОСТІЙНЕ ОПРАЦЮВАННЯ

5.1с. Вибрати стабілітрон для параметричного стабілізатора напруги, від якого живиться споживач постійної струму потужністю $P_{\text{н}} = 1,5 \text{ Вт}$, напругою — $U_{\text{н}} = 22 \text{ В}$.

(Відповідь: Д816А).

5.2с. Для стабілізації напруги споживача постійного струму потужністю $P_{\text{н}} = 800 \text{ мВт}$, напругою $U_{\text{н}} = 11 \text{ В}$ використовується параметричний стабілізатор із стабілізатором Д814Г. Визначити опір баластного резистора, якщо напруга на вході стабілізатора $U = 14 \text{ В}$.

(Відповідь: 33,15 Ом)

5.3с. Визначити струм стабілітрона параметричного стабілізатора напруги при пониженні вхідної напруги на 10%. Стабілізатор виконано на базі стабілітрона 2С524А, опір баластного резистора $R_{\text{Б}} = 180 \text{ Ом}$, потужність та напруга навантаження $P_{\text{н}} = 360 \text{ мВт}$, $U_{\text{н}} = 24 \text{ В}$, номінальне значення вхідної напруги стабілізатора $U = 30 \text{ В}$.

(Відповідь: 1,67 мА)

5.4с. Визначити струм стабілітрона параметричного стабілізатора напруги при підвищенні вхідної напруги на 10%. Стабілізатор виконано на базі стабілітрона Д817А, опір баластного резистора $R_{\text{Б}} = 470 \text{ Ом}$, потужність та напруга навантаження $P_{\text{н}} = 560 \text{ мВт}$, $U_{\text{н}} = 56 \text{ В}$, номінальне значення вхідної напруги стабілізатора $U = 70 \text{ В}$.

(Відповідь: 34,7 мА).

5.5с. Обчислити струм навантаження в схемі параметричного стабілізатора напруги, що характеризується $U_{\text{СТ.Н}} = 10 \text{ В}$, $I_{\text{СТ.Н}} = 22 \text{ мА}$, якщо вхідний струм стабілізатора дорівнює 124 мА.

(Відповідь: 102 мА).

5.6с. Обчислити напругу на вході параметричного стабілізатора напруги з параметрами $U_{\text{СТ.Н}} = 9 \text{ В}$, $I_{\text{СТ.Н}} = 18,5 \text{ мА}$, якщо опір

баластного резистора і навантаження відповідно $R_B = 230,8 \text{ Ом}$ і $R_H = 1200 \text{ Ом}$.

(Відповідь: 15 В).

5.7с. Визначити струм стабілітрона в колі параметричного стабілізатора напруги з $U_{\text{СТ.Н}} = 24 \text{ В}$, якщо вхідний струм $I = 15,4 \text{ мА}$, опір навантаження $R_H = 10 \text{ кОм}$.

(Відповідь: 13 мА).

5.8с. Для параметричного стабілізатора напруги з параметрами $U_{\text{СТ.Н}} = 100 \text{ В}$, $I_{\text{СТ.Н}} = 26,4 \text{ мА}$ визначити допустимий приріст вхідної напруги, якщо максимально допустимий струм стабілітрона $I_{\text{СТ.МАКС}} = 134 \text{ мА}$. Напруга живлення $U = 120 \text{ В}$, а опір баластного резистора $R_B = 142 \text{ Ом}$.

(Відповідь: 15,28 В).

5.9с. Для параметричного стабілізатора напруги використано стабілітрон з $U_{\text{СТ.Н}} = 40 \text{ В}$, $I_{\text{СТ.Н}} = 30 \text{ мА}$. Вхідна напруга стабілізатора $U = 50 \text{ В}$, а опір баластного резистора $R_B = 48 \text{ Ом}$. Обчислити мінімально допустиму напругу, якщо $I_{\text{СТ.МІН}} = 9,2 \text{ мА}$.

(Відповідь: 49 В).

5.10с. Напруга на вході параметричного стабілізатора напруги $U_{\text{ВХ}} = 100 \text{ В}$ коливається в межах $\pm 5\%$. Визначити мінімальний і максимальний струми стабілітрона, якщо відомо $U_{\text{СТ.Н}} = 80 \text{ В}$, $R_H = 16 \text{ кОм}$, $R_B = 400 \text{ Ом}$.

(Відповідь: 32,5 мА, 57,5 мА).

ПІДСИЛЮВАЧІ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ

Студенти після вивчення та опрацювання розділу повинні пояснити принцип підсилення електричних сигналів. Знати схемотехнічну реалізацію базових підсилювальних транзисторних каскадів та основні характеристики підсилювачів. Вміти розраховувати потенціальний режим транзисторів та вибирати робочу точку підсилювача в залежності від його класу.

План (логіка) викладу матеріалу

6.1. Структура підсилювачів

6.2. Однокаскадні підсилювачі

6.3. Зворотні зв'язки в підсилювачах

Ключові терміни та поняття:

▲ підсилювач, ▲ підсилювач постійного струму, ▲ підсилювач змінного струму, ▲ підсилювач низької частоти, ▲ підсилювач високої частоти, ▲ широкосмуговий підсилювач, ▲ однокаскадний підсилювач, ▲ частотна характеристика, ▲ фазова характеристика, ▲ амплітудна характеристика, ▲ коефіцієнт підсилення, ▲ зворотний зв'язок, ▲ біполярний транзистор, ▲ польовий транзистор, ▲ робоча точка, ▲ клас підсилення

6.1. СТРУКТУРА ПІДСИЛЮВАЧІВ

✱ Підсилювачі — це пристрої для підвищення потужності вхідного електричного сигналу за рахунок значно більшої потужності джерела живлення. Підсилювачі містять активні (транзистори) і пасивні (резистори, конденсатори, індуктивності) елементи, а також джерело постійної напруги (живлення). За характером вхідного сигналу підсилювачі діляться на ✱ підсилювачі постійного та змінного струму, які, в свою чергу, поділяються на підсилювачі ✱ низької частоти (ПНЧ) (діапазон підсилення від 10 до 20 кГц), підсилювачі ✱ високої частоти (ПВЧ) (діапазон підсилення від 20 кГц до 100 МГц) і ✱ широкосмугові (відео-підсилювачі). Структурна схема підсилювача (рис. 37) містить регульовальний елемент (транзистор) і навантаження.

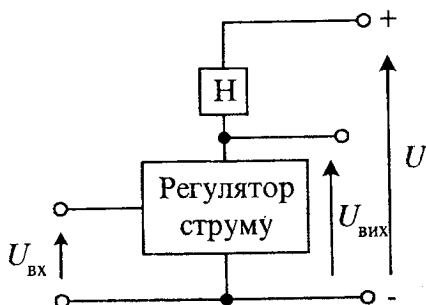


Рис. 37. Структурна схема підсилювача

Робота підсилювачів характеризується такими показниками:

- ❖ **коефіцієнтом підсилення за напругою** $K_u = U_{\text{вих}} / U_{\text{вх}}$, де $U_{\text{вх}}$, $U_{\text{вих}}$ — вхідна і вихідна напруги підсилювача;
- ❖ **коефіцієнтом підсилення за струмом** $K_i = I_{\text{вих}} / I_{\text{вх}}$, де $I_{\text{вх}}$, $I_{\text{вих}}$ — вхідний і вихідний струми підсилювача;
- ❖ **коефіцієнтом підсилення за потужністю** $K_p = K_u K_i$;
- ❖ **частотною характеристикою** $K = F(f)$ — залежністю модуля коефіцієнта підсилення від частоти при сталій величині вхідного сигналу;
- ❖ **фазовою характеристикою** $\varphi = F(f)$ — залежністю кута зсуву фаз φ між вхідною та вихідною напругами;
- ❖ **амплітудною (передатною) характеристикою** $U_{\text{вих}} = f(U_{\text{вх}})$ — залежністю вихідної напруги від вхідної при сталій частоті;
- ❖ **коефіцієнтом корисної дії (ККД)** η — відношенням вихідної потужності підсилювача до потужності, спожитої від джерела живлення.

Характер навантаження істотно впливає на частотну характеристику (рис. 38). Тому, залежно від призначення підсилювача (широко-смуговий чи резонансний), визначається й тип навантаження.

Підсилювачі електричних сигналів поділяються на **підсилювачі напруги** та **потужності**. Їх застосовують в давачах, перетворювачах електричних сигналів, генераторах, прийомо-передавальних пристроях тощо.

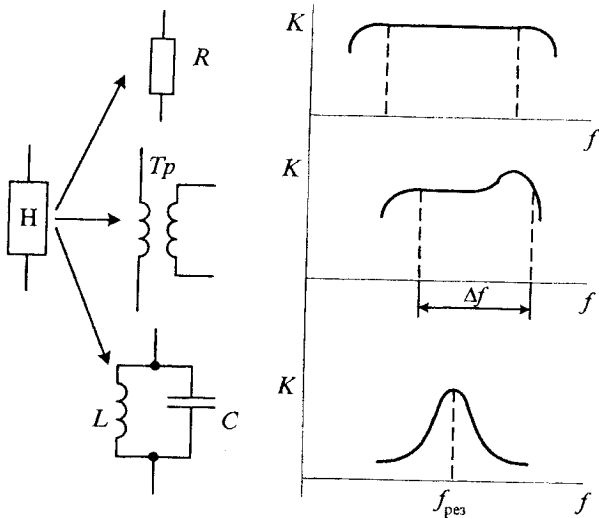


Рис. 38. Вплив типу навантаження регульовального елемента на частотну характеристику підсилювача

6.2. ОДНОКАСКАДНІ ПІДСИЛЮВАЧІ

Як активний елемент підсилювача можуть бути використані біполярний або польовий транзистори. Розглянемо роботу однокаскадного підсилювача на базі біполярного транзистора (рис. 39).

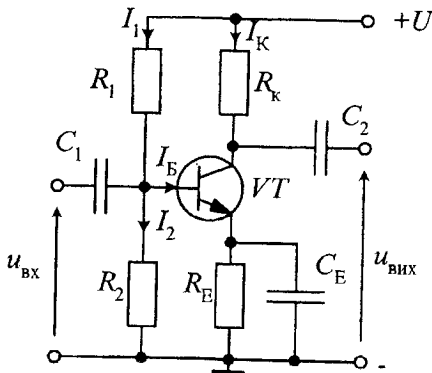


Рис. 39. Однокаскадний підсилювач на біполярному транзисторі

В однокаскадному підсилювачі із спільним емітером (рис. 39) вхідний сигнал подається в коло бази, а вихідний сигнал отримуємо між емітером і колектором транзистора. Оскільки вхідний струм і вхідна напруга в такій схемі відповідають відповідно струму бази й напрузі база-емітер, які незначні за величиною, а вихідний струм відповідає струму колектора й завдяки властивостям біполярного транзистора є значним, отримуємо в такій схемі значне підсилення за струмом та напругою сигналу. Тобто зміна вхідного струму призводить до зміни вихідного струму $\Delta I_K = \beta I_B$, де β — коефіцієнт підсилення за струмом транзистора.

Режим роботи підсилювального каскаду задається вибором робочої точки P (рис. 40). Для цього необхідно побудувати навантажувальну характеристику (тобто лінію навантаження) за рівнянням $U_{KE} = U - R_K I_K$. Точка перетину цієї лінії з характеристикою транзистора визначає необхідний струм бази I_B .

Задання робочої точки транзистора реалізується в схемі підсилювача шляхом визначення потенціалу бази транзистора для визначеного струму I_B . Розрахунок параметрів елементів підсилювального каскаду (рис. 39) здійснюється на постійному струмі при $u_{вх} = 0$ (потенціальний режим). Опори резисторів R_1, R_2 розраховують за заданим струмом бази I_{B0} і відповідною йому напругою U_{BE0} (визначається за вхідною характеристикою $U_{BE}(I_B)$)

$$R_1 = \frac{U - (U_{BE0} + R_E I_E)}{I_1 + I_{B0}}, \quad R_2 = \frac{U_{BE0} + R_E I_E}{I_1},$$

де $I_1 = (2 \div 5)I_{B0}$ — струм в колі дільника напруги; $I_E \approx I_K$ — значення струму емітера в робочій точці P . Величину опору R_E вибирають з умови $R_K/20 \leq R_E \leq R_K/5$. Переважно приймають $R_E = \frac{R_K}{10}$.

Значення R_K вибирають так, щоб забезпечити необхідні величини струму колектора I_K і напруги U_{KE} . Найчастіше опір R_K вибирають так, щоб $U_{KE} = U/2$, тобто $R_K = \frac{U}{2I_K}$. Струм колектора I_K визначають за паспортними параметрами вибраного транзистора як

$$I_{\text{к}} = \frac{P_{\text{к.доп}}}{U_{\text{КЕ.доп}}}$$

Температурна стабілізація режиму роботи підсилювача забезпечується від'ємним зворотним зв'язком по постійному струму через резистор R_E . Для усунення негативного впливу від'ємного зворотного зв'язку по змінному струму резистор R_E шунтують конденсатором C_E , опір якого повинен задовольняти умову $R_E \gg \frac{1}{2\pi f C_E}$ у частотному діапазоні вхідного сигналу.

Розділювальні конденсатори C_1, C_2 використовують у випадку підсилення змінного вхідного сигналу для перешкоди протіканню постійного струму від джерела живлення. Їх опір повинен бути незначним в частотному діапазоні вхідного сигналу, тому що це впливає на частотну характеристику підсилювача.

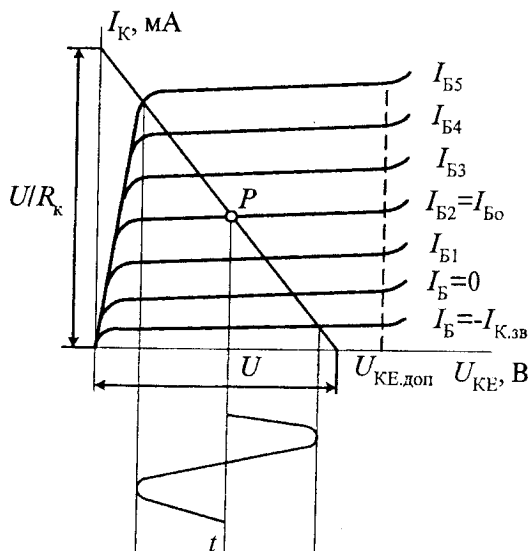


Рис. 40. Вихідні характеристики транзистора з навантажувальною прямою

Переважно робочу точку вибирають посередині лінійної частини характеристики. Вибір координат робочої точки регламентується

амплітудою, формою та полярністю вхідного сигналу. Залежно від положення робочої точки, розрізняють три основні режими підсилення сигналів підсилювача, які поділяються відповідно на класи **A**, **B** і **C**.

В підсилювачах класу **A** розташування робочої точки вибирають посередині лінії навантаження. Це забезпечує лінійне підсилення змінного вхідного сигналу. Такий режим найчастіше застосовують в каскадах попереднього підсилення або в малопотужних вихідних каскадах. Недоліком такого підсилювача є низький ККД.

У підсилювачах класу **B** робоча точка вибрана при струмі колектора $I_K = I_{K0}$. В такому режимі транзистор відкритий тільки протягом половини періоду змінного вхідного сигналу. Особливістю цього режиму є високий ККД підсилювача (60÷70%), тому його використовують у вихідних (двотактних) каскадах підсилення потужності.

У підсилювачах класу **C** підсилюється сигнал, який перевищує порогове значення, задане робочою точкою. Такий режим роботи підсилювача часто називають «режимом ключа». Його використовують в підсилювачах-формуваннях і схемах автоматики. Такий підсилювач забезпечує високий ККД.

На даний час ширше використовуються підсилювачі, виконані на польових транзисторах. На рис. 41 подано однокаскадний підсилювач за схемою із спільним витокom з одним джерелом живлення.

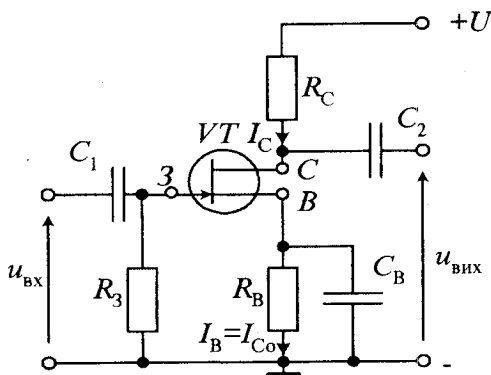


Рис. 41. Однокаскадний підсилювач на польовому транзисторі

Режим роботи польового транзистора в режимі спокою забезпечується постійним струмом стоку I_{C0} та відповідною йому напругою

стік-витік $U_{C_{B0}}$. Задання цього режиму здійснюється напругою зміщення на затворі польового транзистора U_{30} . Ця напруга виникає на резисторі R_B при проходженні струму $I_{B0} = I_{C0}$ і прикладається до затвора завдяки гальванічному зв'язку через резистор R_3 . Резистор R_3 , окрім забезпечення напруги зміщення затвора, використовується також для температурної стабілізації режиму роботи підсилювача за постійним струмом. Для того, щоб на резисторі R_B не виділялася змінна складова напруги, його шунтують конденсатором C_B і таким чином забезпечують незмінність коефіцієнта підсилення каскаду. Опір конденсатора C_B на найнижчій частоті сигналу повинен бути набагато більшим від опору резистора R_B , який визначають за виразом $R_B = \frac{U_{30}}{I_{C0}}$, де U_{30}, I_{C0} — напруга затвора і струм стоку при відсутності вхідного сигналу.

Ємність конденсатора вибирається за умови $C_B = \frac{10 \div 20}{2\pi f_{\min} R_B}$, де f_{\min} — найнижча частота вхідного сигналу.

6.3. ЗВОРОТНІ ЗВ'ЯЗКИ В ПІДСИЛЮВАЧАХ

Для більш стійкої роботи чи зміни режиму підсилювача використовують зворотний зв'язок, тобто частину вихідного сигналу (або весь сигнал) подають знову на вхід (рис. 42). Такий зв'язок утворюють спеціально шляхом уведення в схему підсилювача ланки зворотного зв'язку. В цьому випадку на вхід підсилювача подається напруга

$$u_{\text{вх.п}} = u_{\text{вх}} \pm u_{\text{зв.з}},$$

де $u_{\text{зв.з}} = \beta u_{\text{вих}}$ — напруга зворотного зв'язку, β — передатний коефіцієнт ланки зворотного зв'язку.

Знак напруги $u_{\text{зв.з}}$ визначається схемною реалізацією ланки зворотного зв'язку. Якщо $u_{\text{зв.з}}$ брати зі знаком «+», то вона підсилює вхідну напругу, а такий зв'язок називають *додатним*, якщо ж $u_{\text{зв.з}}$ брати зі знаком «—», то вона зменшує вхідну напругу, а сам зв'язок

називають *від'ємним*. Крім цього, зворотні зв'язки поділяють на зв'язки за напругою ($u_{зв.з} = \beta u_{вих}$) і за струмом ($i_{зв.з} = R_{зв} i_{вих}$).



Рис. 42. Структурна схема підсилювача зі зворотним зв'язком

Наявність зворотного зв'язку суттєво впливає на коефіцієнт підсилення підсилювача. В цьому випадку він буде визначатись за виразом

$$K_{п} = \frac{K}{1 \pm \beta K},$$

де K — коефіцієнт підсилення підсилювача без ланки зворотного зв'язку. Знак «+» відповідає від'ємному, а знак «—» — додатному зворотному зв'язку.

В режимі підсилення електричних сигналів використовується від'ємний зворотний зв'язок. При цьому він забезпечує незмінність коефіцієнта підсилення при зміні параметрів транзисторів, а також понижує рівень спотворень.

Наявність додатного зворотного зв'язку змінює режим і підсилювач переходить в режим генерування сигналів.

ПРИКЛАДИ ДО РОЗДІЛУ

Задача 6.1. Визначити параметри робочої точки транзисторного каскаду із спільним емітером на базі транзистора КТ208Д, що забезпечує на резисторі $R_k = 6,8$ кОм максимальну амплітуду вихідної напруги. Напруга живлення каскаду $U = 20$ В.

Розв'язок: Напругу емітер-колектор в режимі спокою каскаду для забезпечення максимальної вихідної напруги визначаємо за виразом

$$U_{\text{ЕК}0} = \frac{U_{\text{ЕК.макс}} + U_{\text{ЕК.мін}}}{2} = 10,2 \text{ В},$$

де $U_{\text{ЕК.макс}} = U$ — максимальне значення напруги емітер-колектор, $U_{\text{ЕК.мін}} = U_{\text{ЕК.нас}} = 0,4 \text{ В}$ — мінімальне значення напруги емітер-колектор; $U_{\text{ЕК.нас}}$ — напруга насичення емітер-колектор (за паспортними даними транзистора).

Струм колектора спокою дорівнює

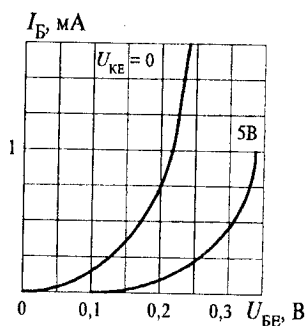
$$I_{\text{К}0} = \frac{U - U_{\text{ЕК}0}}{R_{\text{К}}} \cong 1,44 \text{ мА}.$$

Струм бази спокою визначаємо за виразом

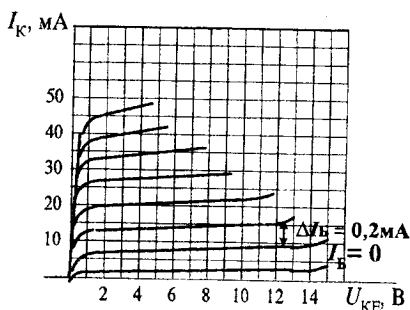
$$I_{\text{Б}0} = \frac{I_{\text{К}0}}{h_{21\text{E}}} = 0,018 \text{ мА},$$

де $h_{21\text{E}} = 40 \div 120$ (приймаємо $h_{21\text{E}} = 80$) — статичний передатний коефіцієнт за струмом транзистора.

Задача 6.2. В транзисторному каскаді із спільним емітером на базі транзистора МП40 струм бази спокою $I_{\text{Б}0} = 0,75 \text{ мА}$. Визначити параметри елементів підсилювача, якщо напруга живлення каскаду $U = 10 \text{ В}$, опір резистора в колі колектора $R_{\text{К}} = 2,6 \text{ кОм}$.



а)



б)

Рис. до задачі 6.2.

Розв'язок: Оскільки опір резистора $R_{\text{К}}$ найчастіше вибирають таким, щоб $U_{\text{КЕ}0} = U/2 = 5 \text{ В}$, то на підставі цього струм колектора

в режимі спокою $I_{K_0} = (U - U_{KE_0})/R_K = 1,92 \text{ мА}$. Значення струму емітера в робочій точці дорівнює $I_{E_0} = I_{K_0} = 1,92 \text{ мА}$.

Величину опору R_E переважно приймають $R_E = R_K/10 = 260 \text{ Ом}$, а струм в колі дільника напруги — $I_1 = (2 \div 5)I_{E_0} = 4 * 0,75 = 3,0 \text{ мА}$.

За вхідною характеристикою $U_{BE} = f(I_B)$ транзистора визначаємо напругу $U_{BE_0} = 0,33 \text{ В}$ для $U_{KE_0} = 5 \text{ В}$.

Значення опорів R_1 , R_2 дільника розраховуємо за виразами

$$R_1 = \frac{U - (U_{BE_0} + R_E I_E)}{I_1 + I_{B_0}} = 2,44 \text{ кОм}, \quad R_2 = \frac{U_{BE_0} + R_E I_E}{I_1} = 276 \text{ Ом}.$$

Вибираємо $R_1 = 2,4 \text{ кОм}$, $R_2 = 270 \text{ Ом}$.

ЗАПИТАННЯ ДЛЯ САМОПЕРЕВІРКИ

1. Подайте визначення та класифікацію підсилювачів електричних сигналів.
2. Які основні показники роботи транзисторних підсилювачів?
3. Поясніть принцип роботи транзисторного підсилювача зі спільним емітером.
4. Які особливості розрахунку потенціального режиму транзисторного каскаду?
5. Дайте характеристику режимів роботи однокаскадного підсилювача.
6. Поясніть, як здійснюється температурна стабілізація режиму роботи підсилювача?
7. Які особливості роботи однокаскадного підсилювача на базі польового транзистора?
8. Які основні характеристики підсилювачів?
9. Яким чином реалізується зворотний зв'язок у підсилювачах?
10. Види зворотних зв'язків і їх особливості.

ЗАДАЧІ НА САМОСТІЙНЕ ОПРАЦЮВАННЯ

- 6.1с. Визначити опір резистора в колі колектора R_K , якщо напруга живлення транзисторного каскаду $U = 30 \text{ В}$, а струм колектора спокою $I_{K_0} = 2 \text{ мА}$.

(Відповідь: 7,5кОм).

- 6.2с.** Визначити струм спокою колектора транзисторного каскаду зі спільним емітером на базі транзистора КТ502Г, що забезпечує на резисторі $R_K = 6,2 \text{ кОм}$ максимальну амплітуду вихідної напруги. Напруга живлення каскаду $U = 40 \text{ В}$.
(Відповідь: $3,18 \text{ мА}$).
- 6.3с.** В транзисторному каскаді зі спільним емітером на транзисторі МП40 струм спокою бази $I_{Б0} = 0,5 \text{ мА}$, напруга $U_{БЕ0} = 0,31 \text{ В}$. Визначити опори резисторів дільника R_1, R_2 , якщо через резистор R_1 проходить струм $I_1 = 2 \text{ мА}$, напруга живлення каскаду $U = 10 \text{ В}$, опір резистора $R_K = 2,4 \text{ кОм}$.
(Відповідь: $R_1 = 3,68 \text{ кОм}$; $R_2 = 405 \text{ Ом}$).
- 6.4с.** Визначити опір резистора в колі колектора R_K , якщо напруга живлення транзисторного каскаду $U = 10 \text{ В}$, струм бази спокою $I_{Б0} = 0,5 \text{ мА}$, передатний коефіцієнт за струмом $h_{21E} = 30$.
(Відповідь: $0,33 \text{ кОм}$).
- 6.5с.** Визначити діапазон зміни вихідної напруги транзисторного каскаду зі спільним емітером на транзисторі КТ819Б, якщо напруга живлення каскаду $U = 40 \text{ В}$.
(Відповідь: $5 \text{ В} < u_{\text{вих}} < 40 \text{ В}$).
- 6.6с.** Визначити діапазон зміни струму колектора в транзисторному каскаді зі спільним емітером, якщо напруга живлення каскаду $U = 50 \text{ В}$, опір резистора $R_K = 3,6 \text{ кОм}$, струм колектора $I_K = 0,1 \text{ мА}$ при $I_B = -I_{K,зв}$ (зворотний струм колектора) і напруга $U_{КЕ,нас} = 1 \text{ В}$.
(Відповідь: $0,1 \text{ мА} < I_K < 13,6 \text{ мА}$).
- 6.7с.** В транзисторному каскаді зі спільним емітером на базі транзистора МП40 струм бази спокою $I_{Б0} = 0,6 \text{ мА}$. Визначити амплітуду коливань струму колектора, якщо амплітуда коливань струму бази становить $0,2 \text{ мА}$, напруга колектор-емітер спокою $U_{КЕ,0} = 5 \text{ В}$, напруга живлення каскаду $U = 10 \text{ В}$. Для розв'язку використати рис. до задачі 6.2.
(Відповідь: $6,5 \text{ мА}$).

6.8с. На підставі даних задачі 6.7с визначити амплітуду коливань напруги колектор-емітер $U_{КЕ}$, якщо амплітуда коливань струму бази становить 0,2 мА.

(Відповідь: 1,7 В).

6.9с. Визначити опір резистора R_B транзисторного каскаду зі спільним витоком, якщо напруга затвора спокою $U_{З0} = 0,9$ В і струм стоку спокою $I_{C0} = 2,75$ мА.

(Відповідь: 0,33 кОм).

6.10с. Визначити опір резистора R_C транзисторного каскаду зі спільним витоком, якщо напруга живлення каскаду $U = 15$ В, струм стоку спокою $I_{C0} = 2,5$ мА і напруга стік-витік спокою $U_{CB0} = 8,25$ В.

(Відповідь: 2,7 кОм).

ОПЕРАЦІЙНІ ПІДСИЛЮВАЧІ



Після вивчення та опрацювання даного розділу студенти повинні пояснити особливості роботи операційного підсилювача та його передатної характеристики. Знати схеми та роботу масштабних підсилювачів (інвертувальних і неінвертувальних), інтегратора та компаратора. Вміти розраховувати параметри елементів схем пристроїв на базі операційних підсилювачів.

План (логіка) викладу матеріалу

7.1. Функціональні можливості операційних підсилювачів

7.2. Аналогові схеми на базі ОП

7.2.1. Масштабні інвертувальні підсилювачі

7.2.2. Масштабні неінвертувальні підсилювачі

7.2.3. Масштабні суматори

7.2.4. Інтегратори

7.2.5. Компаратори

Ключові терміни та поняття:

▲ операційний підсилювач, ▲ інвертувальний підсилювач, ▲ неінвертувальний підсилювач, ▲ суматор, ▲ інтегратор, ▲ компаратор, ▲ зворотний зв'язок, ▲ коефіцієнт підсилення, ▲ інвертувальний вхід, ▲ неінвертувальний вхід

7.1. ФУНКЦІОНАЛЬНІ МОЖЛИВОСТІ ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ

* **Операційний підсилювач (ОП)** — це багатокаскадний підсилювач із двома входами: прямим і інвертувальним (диференційним входом) і одним виходом, схемне зображення якого подане на рис. 43,а. Основною його характеристикою є великий коефіцієнт підсилення за напругою ($K_{u,оп} \cong \infty$).

До структури ОП (рис. 44) входять вхідний симетричний диференційний каскад (зменшує дрейф нуля і має два входи: інвертувальний ($u_{вх1}$) і неінвертувальний, або прямий ($u_{вх2}$)), несиметричний диференційний каскад (здійснює підсилення сигналу) й еміторний повторювач (забезпечує потужність вихідного сигналу). ОП

характеризуються великим входним опором ($R_{\text{вх}} \rightarrow \infty$) і малим вихідним опором ($R_{\text{вих}} \rightarrow 0$). До основних параметрів ОП відносять:

$K_{\text{ц}}$ — коефіцієнт підсилення за напругою;

$K_{\text{р}}$ — коефіцієнт підсилення за потужністю;

$U_{\text{вих. макс}}$ — максимальне значення вихідної напруги;

$f_{\text{н}}$ — нижню граничну частоту сигналу, що підсилюється;

$R_{\text{вх}}$ — входний опір;

$R_{\text{вих}}$ — вихідний опір.

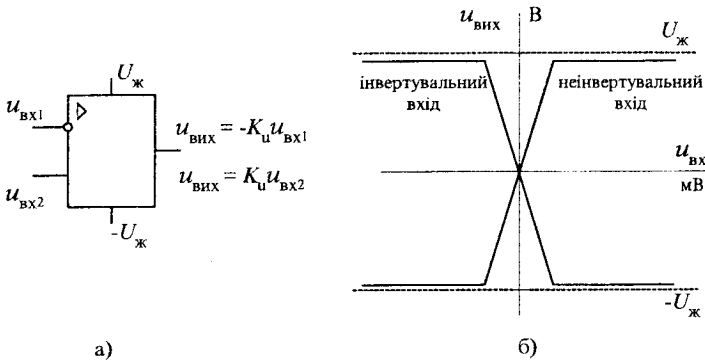


Рис. 43. Графічне позначення (а) та передатні характеристики ОП (б)

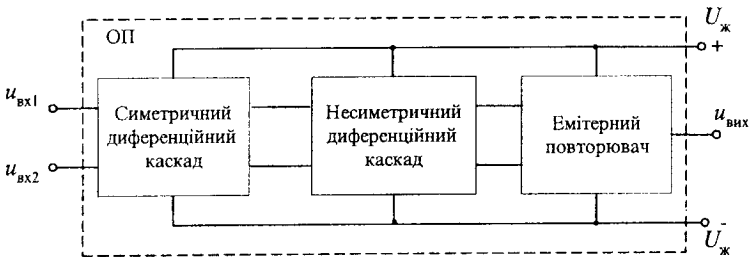


Рис. 44. Структурна схема ОП

Важливою для ОП є передатна характеристика $u_{\text{вих}} = f(u_{\text{вх}})$ (рис. 43, б). Оскільки підсилювач має два входи (прямий та інвертувальний), то ця характеристика відображає роботу ОП при поданні сигналу на кожний вхід окремо. Горизонтальні ділянки характеристики відповідають режиму відкритого або закритого стану транзистора

вихідного каскаду. При цьому величина вихідного сигналу обмежується максимальним значенням напруги на виході ОП додатного ($U_{\text{вих.макс}}^+$) чи від'ємного ($U_{\text{вих.макс}}^-$) значення, яка досягає (0,9÷0,95) напруги живлення. На цих ділянках зміна вхідного сигналу не буде викликати зміни вихідного сигналу, тобто напруга на виході буде залишатись сталою.

На похилих ділянках характеристики величина вихідної напруги буде визначатися коефіцієнтом підсилення

$$K_{\text{u.оп}} = \frac{\Delta u_{\text{вих}}}{\Delta u_{\text{вх}}}$$

У випадку наявності сигналів на обох входах ОП, його вхідна напруга визначатиметься алгебричною сумою напруг на цих входах

$$\Delta u_{\text{вх}} = \Delta u_{\text{вх2}} - \Delta u_{\text{вх1}}.$$

В цьому випадку $u_{\text{вих}} = K_{\text{u.оп}} (\Delta u_{\text{вх2}} - \Delta u_{\text{вх1}})$.

Під час розрахунку схем на базі ОП без великої похибки можна приймати, що $K_{\text{u.оп}} = \infty$, де $K_{\text{u.оп}}$ — коефіцієнт підсилення за напругою ОП без зворотного зв'язку. При використанні ОП в схемах імпульсної техніки важливим є значення вихідної напруги. Оскільки в імпульсній техніці рівні вхідних сигналів є більші за ті значення, які відповідають лінійній ділянці передатної характеристики, то вихідна напруга ОП визначається додатним $U_{\text{вих.макс}}^+$ або від'ємним $U_{\text{вих.макс}}^-$ значеннями.

7.2. АНАЛОГОВІ СХЕМИ НА БАЗІ ОП

Враховуючи, що ОП мають малий діапазон лінійного підсилення вхідного сигналу, то на практиці ці підсилювачі використовуються з ланками від'ємного зворотного зв'язку. Це значно розширює діапазон підсилення, а також забезпечує регулювання величини вихідної напруги. Таким чином здійснюється масштабування вхідного сигналу.

7.2.1. Масштабні інвертувальні підсилювачі

У цьому випадку вхідна напруга подається на інвертувальний вхід ОП (рис. 45), а вихідна напруга ОП $u_{\text{вих}}$ змінюється в протифазі до вхідної $u_{\text{вх}}$ (у випадку синусоїдного сигналу фаза змінюється на 180°). В схемах таких підсилювачів від'ємний зворотний зв'язок реалізується через елемент R_2 на інвертувальний вхід ОП з метою зменшення

коефіцієнта підсилення розімкненого ОП. Наявність такого зв'язку призводить до того, що завжди у стані рівноваги $u_{\text{ВХ.ОП}} = 0$. Тоді, за другим законом Кірхгофа

$$u_{\text{ВХ}} - u_{\text{ВХ.ОП}} = R_1 i_{\text{ВХ}}, \quad u_{\text{ВИХ}} - u_{\text{ВХ.ОП}} = R_2 i_{\text{ЗВ.З}},$$

$$i_{\text{ВХ}} = \frac{u_{\text{ВХ}}}{R_1}, \quad i_{\text{ЗВ.З}} = \frac{u_{\text{ВИХ}}}{R_2}.$$

Враховуючи, що $R_{\text{ВХ.ОП}} = \infty$, то $i_{\text{оп}} = 0$ і відповідно $i_{\text{ВХ}} = -i_{\text{ЗВ.З}}$, тобто $\frac{u_{\text{ВХ}}}{R_1} = -\frac{u_{\text{ВИХ}}}{R_2}$. Звідси отримуємо, що для такого підсилювача

коефіцієнт підсилення за напругою

$$K_u = \frac{u_{\text{ВИХ}}}{u_{\text{ВХ}}} = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{1}{\beta},$$

де $\beta = \frac{R_1}{R_2}$ — передатний коефіцієнт ланки зворотного зв'язку ОП.

Необхідно відзначити, що коефіцієнт підсилення ОП зі зворотним зв'язком не залежить від частоти вхідного сигналу.

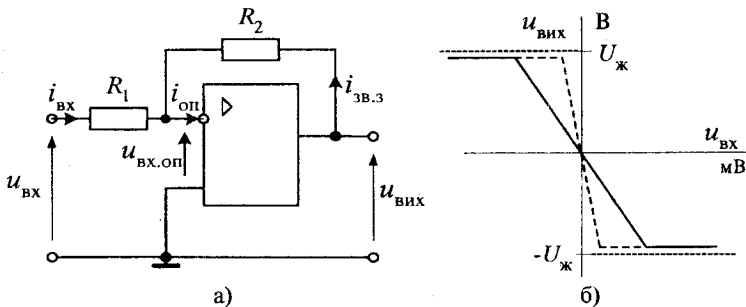


Рис. 45. Масштабний інвертувальний підсилювач:
а) схема; б) передатна характеристика

7.2.2. Масштабні неінвертувальні підсилювачі

У цьому випадку вхідний сигнал подається на неінвертувальний вхід ОП, вихідна напруга $u_{\text{ВИХ}}$ має такий самий знак як і вхідна, а зворотний зв'язок забезпечується через елемент R_2 на інвертувальний вхід ОП (рис. 46).

Оскільки в цьому випадку $i_{\text{вх}} = i_{\text{оп}} = 0$, то за умови, що $u_{\text{вх.оп}} = 0$, отримаємо $u_{\text{вх}} = u_{\text{зв.з}} = u_{\text{вих}} \frac{R_3}{R_2 + R_3}$, де $\beta = \frac{R_3}{R_2 + R_3}$.

Тоді коефіцієнт підсилення для такого підсилювача буде визначатись

$$K_u = \frac{u_{\text{вих}}}{u_{\text{вх}}} = \frac{R_2 + R_3}{R_3} = 1 + \frac{R_2}{R_3}.$$

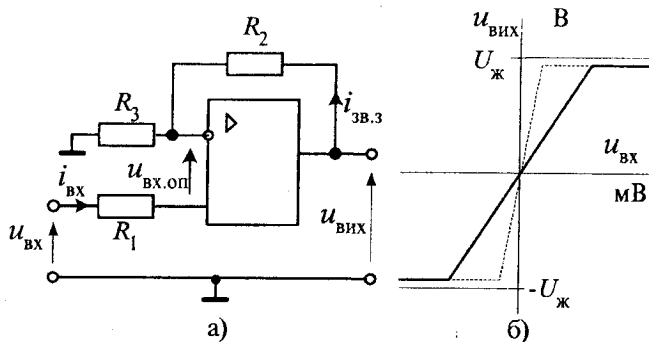


Рис. 46. Масштабний неінвертувальний підсилювач:
а) схема; б) передатна характеристика

7.2.3. Масштабні суматори

На основі ОП широко використовуються схеми інвертувальних та неінвертувальних суматорів. На рис. 47 показано схеми інвертувального та неінвертувального суматорів.

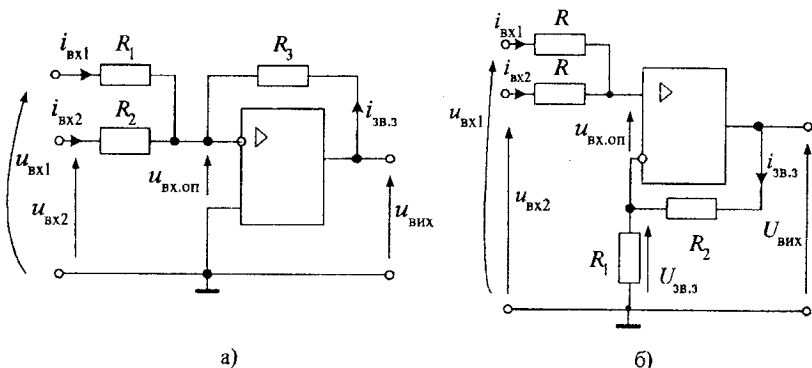


Рис. 47. Схема інвертувального (а) та неінвертувального (б) суматорів

Розглянемо роботу *інвертувального суматора*. Враховуючи особливості роботи інвертувального підсилювача, запишемо за першим законом Кірхгофа $i_{\text{вх1}} + i_{\text{вх2}} + i_{\text{зв.з}} = 0$. Виразивши струми через напруги, отримаємо

$$-\frac{u_{\text{вих}}}{R_3} = \frac{u_{\text{вх1}}}{R_1} + \frac{u_{\text{вх2}}}{R_2}.$$

Звідки

$$u_{\text{вих}} = -\left(u_{\text{вх1}} \frac{R_3}{R_1} + u_{\text{вх2}} \frac{R_3}{R_2}\right).$$

Переважно, в схемах суматора опори вхідних резисторів приймають однаковими за величиною ($R_1 = R_2 = R$), тоді вихідна напруга

$$u = -\frac{R_3}{R}(u_{\text{вх1}} + u_{\text{вх2}}).$$

Отже, вихідна напруга ОП буде визначатись сумою вхідних напруг із відповідним масштабним множителем.

Якщо вхідні сигнали подавати на неінвертувальний вхід ОП (рис. 47, б), то отримаємо схему *неінвертувального суматора*.

Враховуючи, що $R_{\text{вх.оп}} = \infty$, отримаємо за першим законом Кірхгофа

$$i_{\text{вх1}} + i_{\text{вх2}} = 0,$$

або визначивши струми через вхідні напруги за другим законом Кірхгофа,

$$\frac{u_{\text{вх1}} - u_{\text{зв.з}}}{R} + \frac{u_{\text{вх2}} - u_{\text{зв.з}}}{R} = 0.$$

Звідки $u_{\text{вх1}} + u_{\text{вх2}} = 2u_{\text{зв.з}}$. З врахуванням того, що $u_{\text{зв.з}} = \beta u_{\text{вих}}$, де $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$, отримаємо

$$u_{\text{вих}} = \frac{R_1 + R_2}{2R_1}(u_{\text{вх1}} + u_{\text{вх2}}).$$

Якщо неінвертувальний суматор має n входів, то вихідна напруга такого суматора, буде визначатись

$$u_{\text{вих}} = \frac{R_1 + R_2}{nR_1}(u_{\text{вх1}} + u_{\text{вх2}} + \dots + u_{\text{вхn}})$$

7.2.4. Інтегратори

* **Інтегратори** — пристрої електроніки, що реалізують функцію інтегрування й виконуються на базі інвертувального операційного підсилювача шляхом введенням в ланку від'ємного зворотного зв'язку конденсатора C (рис. 48).

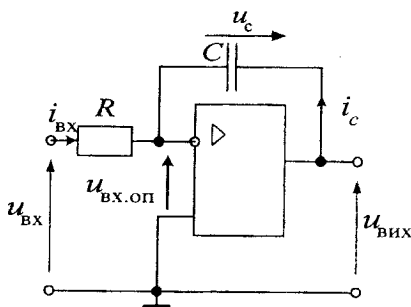


Рис. 48. Схема інтегратора

Враховуючи, що $R_{\text{BX.OP}} = \infty$, то $i_{\text{BX}} = -i_C$. Записавши рівняння за другим законом Кірхгофа для вхідного та вихідного контурів

$$u_{\text{BX}} - u_{\text{BX.OP}} = i_{\text{BX}} R,$$

$$u_{\text{BX.OP}} + u_C - u_{\text{ВИХ}} = 0$$

і враховуючи, що для ОП $u_{\text{BX.OP}} = 0$, отримаємо

$$i_{\text{BX}} = \frac{u_{\text{BX}}}{R}, \quad u_{\text{ВИХ}} = u_C = \frac{1}{C} \int i_C dt.$$

Отже, із врахуванням рівняння для ємності отримаємо, що вихідна напруга такої схеми є пропорційною до інтеграла від вхідної напруги

$$u_{\text{ВИХ}} = -\frac{1}{RC} \int u_{\text{BX}} dt.$$

Якщо вхідна напруга — незмінна за величиною $u_{\text{BX}} = U$, то вихідна напруга буде пропорційна до тривалості часу інтегрування t (рис. 49, а)

$$u_{\text{ВИХ}} = -\frac{1}{RC} Ut.$$

Тривалість інтегрування визначається часом перехідного процесу, що виникає в ланці R - C при поданні u_{BX} , а швидкість інтегрування (нахил прямої) визначається сталою часу $\tau = RC$.

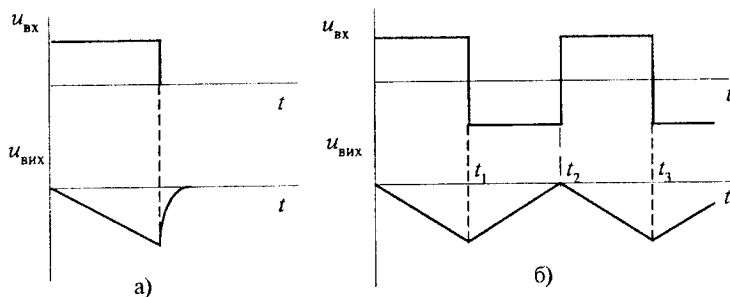


Рис. 49. Часові діаграми інтегратора

Якщо $u_{\text{вх}}$ є знаковмінною, то напруга на виході інтегратора буде трикутноподібною, що використовується в генераторах лінійно-змінної напруги (рис. 49, б).

7.2.5. Компаратори

*** Компаратори** — це елементи порівняння, які широко використовуються в системах контролю та автоматичного керування й відносяться до елементів імпульсної техніки. Компаратор, виконаний на базі ОП (рис. 50, а), порівнює вимірювану напругу $u_{\text{вх}}$, яка подається на один із входів (переважно на інвертувальний), із опорною напругою (наперед заданою) $U_{\text{оп}}$, яка подана на інший вхід. Опорна напруга є незмінною в часі, додатної чи від'ємної полярності, а вхідна напруга — змінюється. Коли $u_{\text{вх}} = U_{\text{оп}}$ вихідна напруга ОП змінює свій знак на протилежний (з $U_{\text{вих.макс}}^+$ на $U_{\text{вих.макс}}^-$ чи навпаки). Тому компаратор має ще назву «нуль-орган», оскільки зміна полярності вихідної напруги (перемикання) відбувається за умови, що $u_{\text{вх}} - U_{\text{оп}} = 0$, де $U_{\text{оп}}$ — задана напруга.

Якщо на інвертувальний вхід подається синусоїдний сигнал ($u_{\text{вх}}$), а на неінвертувальний — постійна напруга ($U_{\text{оп}}$) додатної полярності (рис. 42, б), то вхідна напруга ОП $u_{\text{вх.оп}} = u_{\text{вх}} - U_{\text{оп}}$. До моменту часу від 0 до t_1 $u_{\text{вх.оп}} < 0$, тому $u_{\text{вих}} = U_{\text{вих.макс}}^+$. В проміжку часу від t_1 до t_2 $u_{\text{вх.оп}} > 0$, тому $u_{\text{вих}} = U_{\text{вих.макс}}^-$.

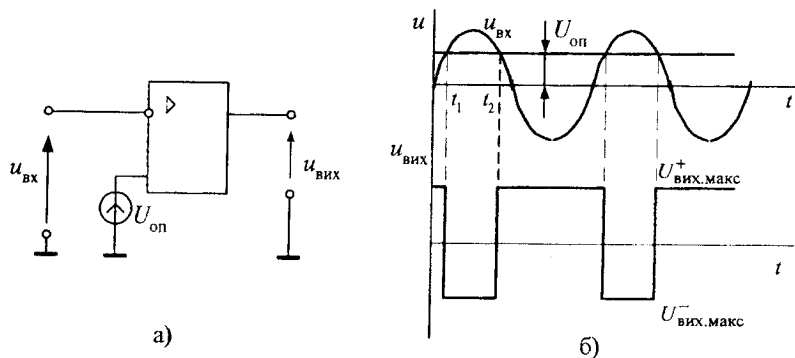


Рис. 50. Схема компаратора (а) та його часові діаграми (б)

Компаратори для порівняння напруг однієї полярності випускають у вигляді мікросхеми, схемне зображення та передатну характеристику якого показано на рис. 51.

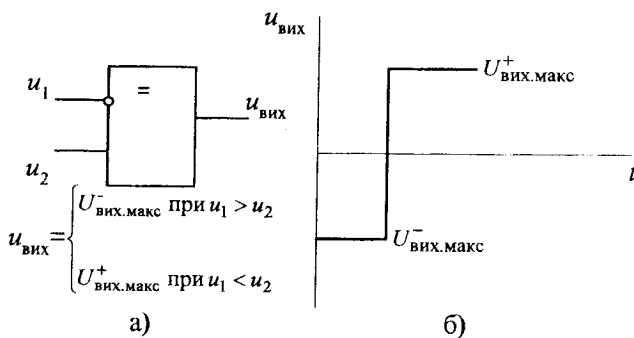


Рис. 51. Схемне зображення (а) та вихідна характеристика (б)

ПРИКЛАДИ ДО РОЗДІЛУ

Задача 7.1. Визначити коефіцієнт підсилення інвертувального підсилювача на базі операційного підсилювача (ОП), якщо опір резистора в ланці зворотного зв'язку 910 кОм, а опір резистора на інвертувальному вході ОП 17,5 кОм.

Розв'язок: Коефіцієнт підсилення інвертувального підсилювача на базі ОП дорівнює $K_u = -\frac{R_2}{R_1} = -52$, де R_1 — резистор на інвертувальному вході ОП; R_2 — резистор в ланці зворотного зв'язку.

Задача 7.2. Визначити коефіцієнт підсилення неінвертувального підсилювача на базі операційного підсилювача (ОП), якщо напруга на вході підсилювача $u_{\text{вх}} = 80 \text{ мВ}$, а на виході ОП — $u_{\text{вих}} = 8,0 \text{ В}$.

Розв'язок: Коефіцієнт підсилення неінвертувального підсилювача на базі ОП обчислюємо за виразом

$$K_u = \frac{u_{\text{вих}}}{u_{\text{вх}}} = 100.$$

Задача 7.3. На вхід інвертувального підсилювача на базі операційного підсилювача (ОП) подано вхідну напругу $u_{\text{вх}} = 100 \text{ мВ}$. Обчислити опір резистора в ланці зворотного зв'язку ОП, якщо $u_{\text{вих}} = -9,2 \text{ В}$, опір резистора на інвертувальному вході ОП 15 кОм .

Розв'язок: Коефіцієнт підсилення інвертувального підсилювача на ОП дорівнює $K_u = \frac{u_{\text{вих}}}{u_{\text{вх}}} = -92$. Коефіцієнт підсилення ОП також може бути виражено як

$K_u = -\frac{R_2}{R_1}$. Звідси обчислюємо опір резистора в ланці зворотного зв'язку $R_2 = -K_u R_1 = 1,38 \text{ Мом}$.

Задача 7.4. На вхід неінвертувального підсилювача на базі ОП подано вхідну напругу $u_{\text{вх}} = 120 \text{ мВ}$. Обчислити напругу на виході підсилювача, якщо резистор в ланці зворотного зв'язку ОП $1,0 \text{ Мом}$, а опір резистора на інвертувальному вході ОП 20 кОм .

Розв'язок: Коефіцієнт підсилення неінвертувального підсилювача на ОП $K_u = 1 + R_2/R_1 = 51$, де R_1 — резистор на інвертувальному вході ОП; R_2 — резистор в ланці зворотного зв'язку ОП. Отже, напруга на виході ОП дорівнює $u_{\text{вих}} = K_u u_{\text{вх}} = 6,12 \text{ В}$.

Задача 7.5. На входи неінвертувального суматора подано $u_{\text{вх1}} = 50 \text{ мВ}$ і $u_{\text{вх2}} = 100 \text{ мВ}$. Визначити напругу на виході суматора, якщо $K_u = 80$.

Розв'язок: Напруга на виході суматора

$$u_{\text{вих}} = \frac{K_u}{2} (u_{\text{вх1}} + u_{\text{вх2}}) = 6 \text{ В}.$$

ЗАПИТАННЯ ДЛЯ САМОПЕРЕВІРКИ

1. У чому полягає відмінність операційних підсилювачів від звичайних?
2. Які основні параметри операційного підсилювача?
3. Яка роль зворотного зв'язку в операційному підсилювачі?
4. Як впливає зворотний зв'язок ОП на його передатну характеристику?
5. Назвіть схеми на базі ОП для реалізації математичних операцій.
6. Подайте особливості застосування операційних підсилювачів для перетворення аналогових сигналів.
7. Поясніть роботу інтегратора.
8. Чому і який елемент називають «нуль-органом»?
9. Поясніть принцип роботи компаратора.

ЗАДАЧІ НА САМОСТІЙНЕ ОПРАЦЮВАННЯ

- 7.1с. В неінвертувального підсилювача на базі ОП опір резистора в ланці зворотного зв'язку 820 кОм , а опір резистора на інвертувальному вході ОП 20 кОм . Визначити його коефіцієнт підсилення.
(Відповідь: 42).
- 7.2с. Напряга на вході інвертувального підсилювача на базі ОП $u_{\text{вх}} = 60 \text{ мВ}$, а на виході ОП $u_{\text{вих}} = -9,0 \text{ В}$. Визначити його коефіцієнт підсилення.
(Відповідь: $|K_u| = 150$).
- 7.3с. Обчислити опір резистора в ланці зворотного зв'язку інвертувального підсилювача на базі ОП, в якого опір резистора на інвертувальному вході ОП 18 кОм . Вхідна напруга підсилювача $u_{\text{вх}} = 50 \text{ мВ}$, а напруга на виході $u_{\text{вих}} = -8,0 \text{ В}$.
(Відповідь: $2,88 \text{ МОм}$).
- 7.4с. Вхідна напруга інвертувального підсилювача на базі ОП $u_{\text{вх}} = 120 \text{ мВ}$. Обчислити напругу на виході підсилювача, якщо резистор в ланці зворотного зв'язку ОП 910 кОм , а опір резистора на інвертувальному вході ОП 20 кОм .
(Відповідь: $-5,46 \text{ В}$).

- 7.5с. Визначити напругу зворотного зв'язку $u_{зв.з}$ неінвертувального підсилювача на базі ОП, якщо його вихідна напруга $u_{вих} = 8\text{ В}$. Опори резисторів на інвертувальному вході та в ланці зворотного зв'язку ОП відповідно дорівнюють $R_1 = 30\text{ кОм}$, $R_2 = 1,2\text{ МОм}$.
(Відповідь: $0,195\text{ В}$).
- 7.6с. На вході інвертувального суматора подано $u_{вх1} = 75\text{ мВ}$ і $u_{вх2} = 60\text{ мВ}$. Визначити напругу на виході суматора, якщо опори його вхідних резисторів однакові, а коефіцієнт підсилення $|K_u| = 60$.
(Відповідь: $-8,1\text{ В}$).
- 7.7с. Визначити вихідну напругу неінвертувального суматора на базі ОП, якщо на його вході подано вхідні напруги $u_{вх1} = 40\text{ мВ}$, $u_{вх2} = 20\text{ мВ}$, $u_{вх3} = 60\text{ мВ}$. Опори резисторів на інвертувальному вході та в ланці зворотного зв'язку ОП відповідно дорівнюють $R_1 = 20\text{ кОм}$, $R_2 = 820\text{ кОм}$.
(Відповідь: $1,68\text{ В}$).
- 7.8с. Визначити коефіцієнт підсилення інвертувального суматора на базі ОП, якщо вихідна напруга суматора $u_{вих} = -6\text{ В}$, а вхідні напруги $u_{вх1} = 40\text{ мВ}$, $u_{вх2} = 80\text{ мВ}$, $u_{вх3} = 30\text{ мВ}$. Опори вхідних резисторів суматора однакові.
(Відповідь: $|K_u| = 40$).
- 7.9с. Визначити максимальну амплітуду вхідної напруги підсилювача на базі ОП 140УД10, яка буде викликати зміну вихідної напруги, якщо коефіцієнт підсилення $K_u = 80$.
(Відповідь: 150 мВ).
- 7.10с. Обчислити величину вихідної напруги інтегратора на базі ОП через 5 с після початку інтегрування, якщо на вхід інтегратора подано сталу напругу $u_{вх} = 100\text{ мВ}$, а опір резистора на інвертувальному вході ОП 20 кОм і ємність конденсатора в ланці зворотного зв'язку ОП 10 мкФ .
(Відповідь: $2,5\text{ В}$).

ГЕНЕРАТОРИ ГАРМОНІЙНИХ КОЛИВАНЬ

Вивчивши та опрацювавши цей розділ, студенти повинні пояснити принцип роботи генераторів гармонійних коливань. Знати ознаки, за якими генерувальні пристрої поділяються на LC- і RC-генератори та їх схемотехнічну реалізацію. Вміти обчислювати частоту коливань, а також вибирати параметри частотно-вибіркових ланок.

План (логіка) викладу матеріалу

8.1. LC-генератори

8.2. RC-генератори

8.3. Стабілізація частоти коливань автогенераторів

Ключові терміни та поняття:

▲ генератор, ▲ автогенератор, ▲ LC-генератор ▲ RC-генератор, ▲ самозбудження, ▲ гармонійні коливання, ▲ коефіцієнт підсилення, ▲ зворотний зв'язок, ▲ LC-контура, ▲ RC-ланка, ▲ частотно-вибіркова ланка, ▲ частота коливань

* Генератори гармонійних коливань — це електронні пристрої, які перетворюють енергію постійного струму (енергію джерела живлення) в енергію електромагнетних синусоїдних коливань заданої частоти.

Принцип роботи генераторів коливань базується на реалізації умови самозбудження підсилювача з додатним зворотним зв'язком, структурну схему якого показано на рис. 52.

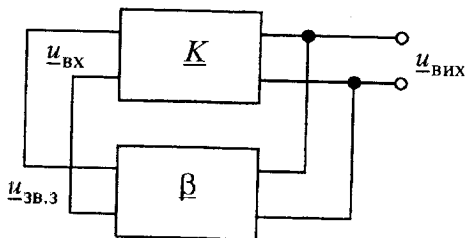


Рис. 52. Структурна схема генератора коливань

Для комплексних значень вхідних і вихідних напруг підсилювача запишемо: $\underline{u}_{\text{вих}} = \underline{K} \underline{u}_{\text{вх}}$, а $\underline{u}_{\text{вх}} = \underline{u}_{\text{зв.з}} = \underline{\beta} \underline{u}_{\text{вих}}$, де $\underline{K}, \underline{\beta}$ — комплексні значення коефіцієнта підсилення та передатного коефіцієнта відповідно підсилювача та ланки зворотного зв'язку. Як відомо, коефіцієнт підсилення за напругою підсилювача з додатним зворотним зв'язком визначається виразом

$$K_{\Pi} = \frac{\underline{K}}{1 - \underline{K}\underline{\beta}}$$

Перехід підсилювача в режим генерування коливань ($K_{\Pi} = \infty$) забезпечується умовою $\underline{K}\underline{\beta} = 1$ або

$$K e^{j\varphi} \beta e^{j\psi} = 1.$$

Це рівняння називають умовою самозбудження генератора коливань. Ця умова поділяється на умову **балансу амплітуд** ($K\beta = 1$) і на **умову балансу фаз** ($\varphi = -\psi + 2\pi$), які визначають стабільну роботу генератора коливань (рис. 53).

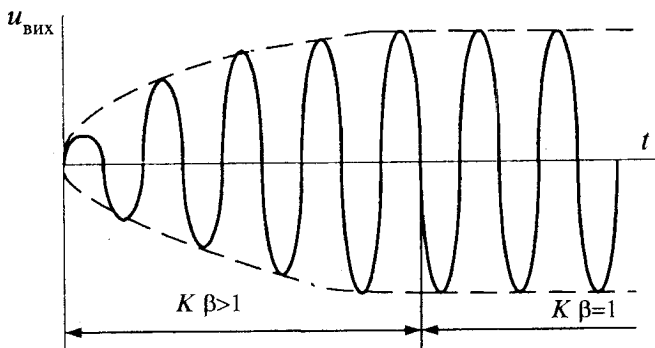


Рис. 53. Умови роботи генератора коливань

Генератори гармонійних коливань реалізуються на базі операційних підсилювачів (на частотах не більше 15 МГц) й поділяються за типом частотно-вибіркової ланки, які задають частоту коливань, на **LC-** і **RC-автогенератори**. Такі ланки утворюють додатний зворотний зв'язок, а в ланку від'ємного зворотного зв'язку вмикають елементи або схеми для забезпечення стабільності амплітуди коливань чи її регулювання.

8.1. LC-ГЕНЕРАТОРИ

LC-генератори (рис. 54) містять у ланці додатного зворотного зв'язку паралельний резонансний контур LC, параметри якого визначають частоту коливань вихідної напруги

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

Елементи, ввімкнуті в ланку від'ємного зворотного зв'язку визначають амплітуду коливань, а також забезпечують їх стабільність (терморезистор в схемі рис.54,б).

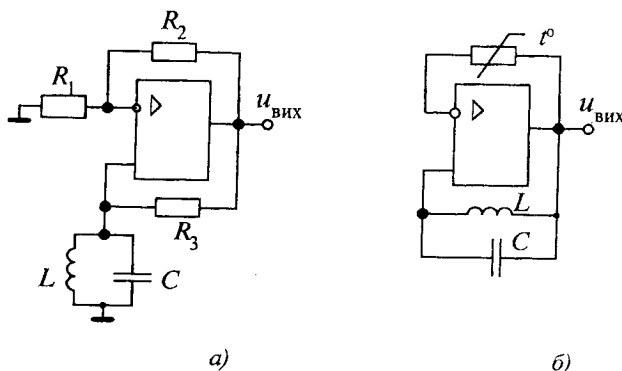


Рис. 54. Схеми LC-генераторів

Практично задану частоту коливань отримують шляхом налаштування контура в резонанс струмів, який визначається рівністю реактивних провідностей $b_L = b_C$, з урахуванням резистивного опору навою R_k : $b_L = \frac{X_k}{R_k^2 + X_k^2}$, де X_k — реактивний опір навою.

8.2. RC-ГЕНЕРАТОРИ

Якщо в ланку додатного зворотного зв'язку ввімкнути частотно-вибіркову ланку R-C (R_1, C_1, R_2, C_2), то її параметри будуть визначати частоту коливань генератора

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}.$$

Такий генератор називають *RC-генератором* (рис. 55).

Зміну частоти або її корекцію здійснюють шляхом одночасної зміни параметрів C_1 і C_2 чи R_1 і R_2 .

Передатний коефіцієнт ланки додатного зворотного зв'язку такого генератора

$$\beta = \frac{u_{\text{вих}}}{u_{\text{вх}}} = \frac{1}{1 + R_1/R_2 + C_1/C_2}.$$

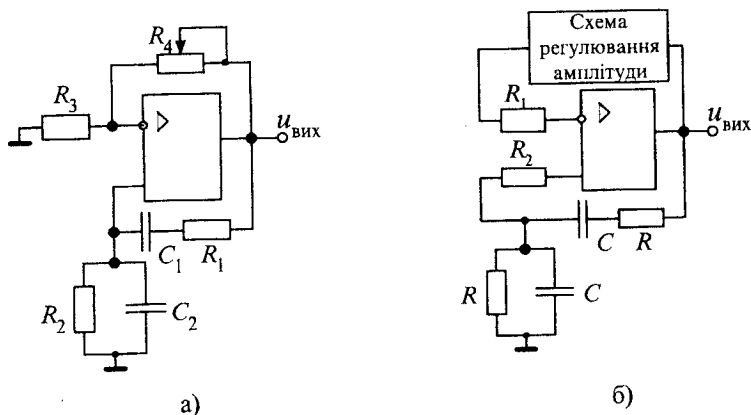


Рис. 55. Схеми RC-генераторів

Якщо параметри частотно-вибіркової ланки є однаковими ($R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$), тоді передатний коефіцієнт і частота коливань визначаються як

$$\beta = \frac{1}{3}, \quad f_0 = \frac{1}{2\pi RC}.$$

Таку частотно-вибіркову ланку називають мостом Віна, а RC-генератори з мостом Віна знайшли широке використання (рис. 55, б). Такі генератори забезпечують регулювання амплітуди коливань, не порушуючи умови самозбудження. Зазвичай ланка від'ємного зворотного зв'язку генератора реалізується як схема регулювання амплітуди.

8.3. СТАБІЛІЗАЦІЯ ЧАСТОТИ КОЛИВАНЬ АВТОГЕНЕРАТОРІВ

Основною характеристикою роботи автогенераторів є стабільність частоти коливань, від якої залежить точність систем керування

технологічними процесами. Зміна частоти коливань зумовлюється нестабільністю напруги живлення, а також зовнішніми факторами (температурою, тиском, вологістю тощо). Ці фактори впливають на зміну ємності (ΔC) чи індуктивності (ΔL).

Нестабільність частоти коливань характеризується *коефіцієнтом відносної нестабільності* $\frac{\Delta f}{f_p}$ (де f_p — робоча частота автогенератора), який визначається через параметри схеми:

$$\supset \text{для LC-генераторів } \frac{\Delta f}{f_p} = -\frac{1}{2} \left(\frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta C}{C} \right);$$

$$\supset \text{для RC-генераторів } \frac{\Delta f}{f_p} = - \left(\frac{\Delta C}{C} + \frac{\Delta R}{R} \right).$$

Для зменшення нестабільності частоти використовують параметричну та кварцеву стабілізацію.

* **Параметрична стабілізація** базується на підборі елементів схеми, які мало чутливі до змін дестабілізуючих факторів. Така стабілізація забезпечує нестабільність частоти 10^{-5} .

* **Кварцева стабілізація** базується на використанні кварцевих резонаторів, що містять пластину кварца (турмалину), вмонтовану в кварцетримач (рис. 56, а) і забезпечує нестабільність частоти 10^{-8} . Відомо, що для мінералу кварца властиве явище п'єзоефекту: при механічній дії на протилежних гранях виникає різниця електричних потенціалів і, навпаки, при дії змінного електричного поля виникають стійкі механічні коливання.

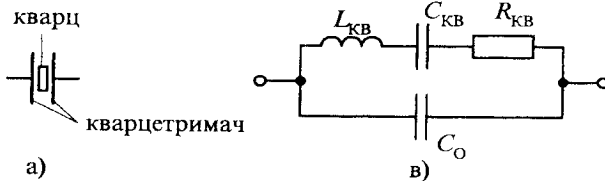


Рис. 56. Схемне зображення кварцевого резонатора (а) та його заступна електрична схема (б)

Отже, кварц в залежності від геометричних розмірів і кута зрізу пластини забезпечує стабільну частоту (резонансну частоту) від 1 кГц до 1000 МГц.

Вмикання кварцевого резонатора в електричну схему еквівалентно вмиканню резонансного контура (рис.56,б), де $L_{КВ}$, $R_{КВ}$, $C_{КВ}$ — параметри кварца, C_0 — ємність кварцетримача. Практично $C_0 \gg C_{КВ}$, тому $C_{екв} \approx C_{КВ}$ і резонансна частота такого контура, враховуючи, що $R_{КВ}$ має невеликий опір, визначається

$$f_{рез} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{КВ}C_{КВ}}}$$

На рис.57 зображено схему вмикання кварцевого резонатора в міст Віна для стабілізації частоти в RC-генераторі, який практично використовують як взірцевий автогенератор коливань.

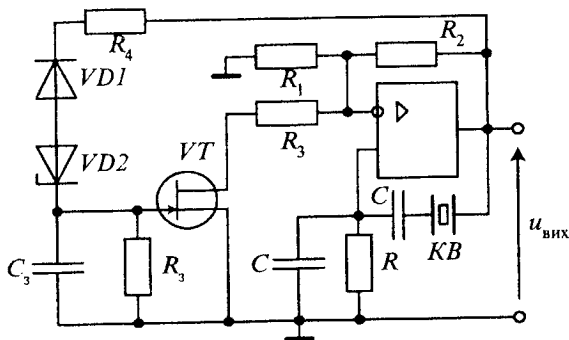


Рис. 57. RC-генератор із кварцевою стабілізацією частоти

ПРИКЛАДИ ДО РОЗДІЛУ

Задача 8.1. Визначити частоту гармонійних коливань LC-автогенератора, якщо індуктивність і ємність LC-ланки відповідно 2 мГн, 10 нФ.

Розв'язок: Частота гармонійних коливань дорівнює

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 1125966,2 \text{ Гц}$$

Задача 8.2. Визначити опір резистора RC-ланки автогенератора гармонійних коливань з частотою 50 кГц, якщо ємність конденсатора в цій ланці 2 нФ.

Розв'язок: Частота гармонійних коливань автогенератора дорівнює

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

Звідси визначаємо опір резистора RC —ланки автогенератора

$$R = \frac{1}{2\pi f_0 C} = 1592,36 \text{ Ом}$$

Задача 8.3. RC -автогенератор генерує сигнал частотою $f_0 = 2 \text{ МГц}$ і має частотно-вибіркову ланку з параметрами $R_1 = 5 \text{ кОм}$, $C_1 = 5 \text{ нФ}$, $C_2 = 5 \text{ нФ}$. Визначити опір резистора цієї ланки.

Розв'язок: Частота коливань на виході такого автогенератора визначається за виразом

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

Звідки опір резистора цієї ланки дорівнює

$$R_2 = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 R_1 C_1 C_2} = 50,7 \text{ Ом.}$$

Задача 8.4. RC -автогенератор генерує сигнал частотою $f_1 = 1 \text{ МГц}$. Визначити опір резистора частотно-вибіркової ланки генератора для забезпечення коливань частотою $f_2 = 500 \text{ кГц}$. Опір резистора цієї ланки до зміни частоти дорівнював 2 кОм , ємність конденсатора не змінювалася.

Розв'язок: Оскільки частота коливань RC -автогенератора визначається за виразом $f = \frac{1}{2\pi RC}$, то відношення частот генератора

при незмінній ємності частотно-вибіркової ланки дорівнює $\frac{f_1}{f_2} = \frac{R_2}{R_1} = 2$. Звідси обчислимо опір резистора для забезпечення частоти коливань 500 кГц

$$R_2 = 2R_1 = 4 \text{ кОм.}$$

ЗАПИТАННЯ ДЛЯ САМОПЕРЕВІРКИ

1. Яка умова генераторного режиму підсилювача?
2. У чому зміст умови самозбудження генератора коливань?

3. Які особливості застосування операційних підсилювачів в генераторах гармонійних коливань?
4. Чим визначається тип автогенератора коливань?
5. Яка різниця в схемах RC- і LC-генераторів?
6. Яка роль частотно-вибіркової ланки в генератора гармонійних коливань?
7. Які параметри схеми автогенератора впливають на частоту коливань?
8. У чому суть стабілізації частоти коливань?
9. Які методи стабілізації частоти?
10. Поясніть принцип кварцевої стабілізації частоти.

ЗАДАЧІ НА САМОСТІЙНЕ ОПРАЦЮВАННЯ

- 8.1с. Визначити період гармонійних коливань LC-автогенератора, якщо LC-контур має такі параметри $L = 5 \text{ мГн}$, $C = 8 \text{ нФ}$. Резистивним опором навою знехтувати.
(Відповідь: 1,256 мкс).
- 8.2с. Визначити опір резистора RC-ланки автогенератора гармонійних коливань з періодом 10 мкс, якщо ємність конденсатора в цій ланці 2 нФ.
(Відповідь: 796 Ом).
- 8.3с. Частотно-вибіркова ланка RC-автогенератора гармонійних коливань має параметри $R_1 = 1,0 \text{ кОм}$, $C_1 = 2 \text{ нФ}$, $C_2 = 10 \text{ нФ}$. Визначити опір резистора цієї ланки, якщо частота сигналу автогенератора 1,2 МГц.
(Відповідь: 880 Ом).
- 8.4с. Визначити ємність частотно-вибіркової ланки RC-автогенератора, якщо період гармонійних коливань автогенератора 2 мкс, а параметри RC-ланки відповідно дорівнюють $R_1 = 820 \text{ Ом}$, $R_2 = 100 \text{ Ом}$, $C_2 = 10 \text{ нФ}$.
(Відповідь: 124 нФ).

- 8.5с. Визначити коефіцієнт β ланки додатного зворотного зв'язку RC-автогенератора, якщо параметри цієї ланки відповідно дорівнюють $R_1 = 680 \text{ Ом}$, $R_2 = 120 \text{ Ом}$, $C_1 = 120 \text{ нФ}$, $C_2 = 12 \text{ нФ}$.
(Відповідь: 0,15).
- 8.6с. RC-автогенератор генерує сигнал частотою $f_1 = 1,2 \text{ МГц}$. Визначити опір резистора частотно-вибіркової ланки генератора для забезпечення коливань з періодом $f_2 = 400 \text{ кГц}$. Опір резистора цієї ланки до зміни частоти дорівнював $2,4 \text{ кОм}$, ємність конденсатора не змінювалася.
(Відповідь: 7,2 кОм).
- 8.7с. В LC-автогенераторі використовується навій з резистивним опором $R_K = 50 \text{ Ом}$ та індуктивністю $L_K = 4,7 \text{ мГн}$. Визначити ємність LC-контура генератора, якщо він генерує сигнал частотою 10 кГц .
(Відповідь: 52,4 нФ).
- 8.8с. Як змінити ємність LC-автогенератора, щоб частота його сигналу зросла в 2 рази? Індуктивність LC-контура постійна.
(Відповідь: зменшити в 4 рази).
- 8.9с. Як змінити ємність RC-автогенератора, щоб період його сигналу зменшився у 3 рази? Опір резистора RC-ланки постійна.
(Відповідь: зменшити в 3 рази).
- 8.10с. Визначити діапазон зміни частоти RC-автогенератора, якщо в його RC-ланці встановлено конденсатор змінної ємності $C_{\text{мін}} = 470 \text{ нФ}$, $C_{\text{макс}} = 1500 \text{ нФ}$, опір резистора цієї ланки $R = 1,2 \text{ кОм}$.
(Відповідь: $88,5 \text{ кГц} \leq f \leq 282,3 \text{ кГц}$)

ГЕНЕРАТОРИ ІМПУЛЬСІВ

Після вивчення та опрацювання цього розділу студенти повинні пояснити роботу генераторів імпульсів на базі операційних підсилювачів. Знати схемотехнічну реалізацію симетричних й несиметричних мультівібраторів і одновібраторів. Вміти визначати параметри імпульсів (тривалість імпульсу та паузи, період) за параметрами схеми.



План (логіка) викладу матеріалу

9.1. Мультівібратори

9.2. Одновібратори

Ключові терміни та поняття:

- ▲ генератор імпульсів, ▲ релаксаційний генератор, ▲ зворотний зв'язок,
- ▲ тривалість імпульса, ▲ період, ▲ шпаруватість, ▲ мультівібратор,
- ▲ одновібратор, ▲ операційний підсилювач, ▲ часозадавальна ланка

★ **Генератори імпульсів** — це пристрої, які перетворюють енергію постійного струму в енергію імпульсів, й призначені для забезпечення імпульсного режиму систем (в тому числі, цифрових), в якому короткочасна дія сигналу змінюється паузою. Такий режим характеризується:

- ◆ значною потужністю сигналу порівняно з потужністю пристрою;
- ◆ зменшенням температурного параметричного впливу;
- ◆ збільшенням пропускної спроможності та підвищенням завадостійкості;
- ◆ збільшенням точності сигналу та надійності роботи.

У пристроях імпульсної техніки використовуються різні за формою імпульси: прямокутні, трапецеподібні, пилоподібні, експоненційні тощо.

На рис.58 зображено форму реального прямокутного імпульсу. Його основні параметри: амплітуда U_m ; тривалість імпульсу $t_{им}$; тривалість фронту імпульсу t_f ; тривалість зрізу імпульсу $t_{зр}$. Під тривалістю імпульсу переважно розуміють інтервал часу між моментами виникнення

та зникнення імпульсу. Іноді тривалість імпульсу визначають за тривалістю основи імпульсу на рівні $0,1U_m$ або $0,5U_m$. Тривалість імпульсу на рівні $0,5U_m$ називають активною $t_{iм.а}$. Фронтом імпульсу є його бічна сторона, і він може бути переднім або заднім (зріз імпульсу).

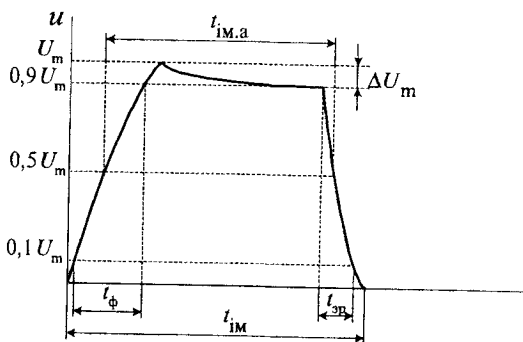


Рис. 58. Форма реального прямокутного імпульсу

Практично, для аналізу електронних схем імпульси вважають прямокутними. Переважно імпульси є періодичними з періодом T (рис. 59), якому відповідає частота повторюваності $f = \frac{1}{T}$. Важливою величиною є шпаруватість імпульсів $q = T/t_{iм}$, яка вказує на тривалість імпульсу в межах періоду.

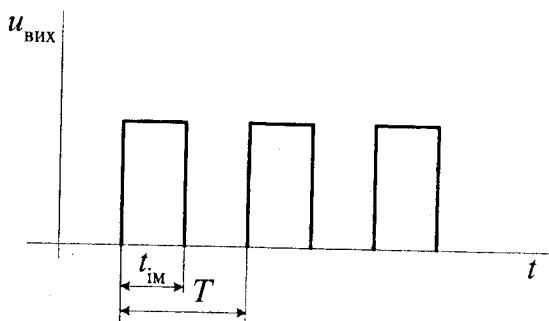


Рис. 59. Часова діаграма напруги генератора прямокутних імпульсів

Типовим представником генераторів імпульсів є релаксаційний генератор (рис. 60, а), який працює за принципом заряду-розряду конденсатора. При поданні напруги живлення на ОП на його виході

встановлюється додатна $U_{\text{вих.макс}}^+$ або від'ємна $U_{\text{вих.макс}}^-$ напруги (рис. 60, б). Нехай на виході ОП встановилася напруга $U_{\text{вих.макс}}^+$. Під дією цієї напруги протягом часу від 0 до t_1 відбувається заряд конденсатора C (ланка R - C) і водночас на неінвертувальний вхід ОП подається напруга зворотного зв'язку

$$U_{\text{зв.з}}^+ = \frac{U_{\text{вих.макс}}^+}{R_1 + R_2} R_1.$$

Коли напруга конденсатора досягне значення $U_{\text{зв.з}}^+$ операційний підсилювач переходить у стан з вихідною напругою $U_{\text{вих.макс}}^-$ і, відповідно, напругою на неінвертувальному вході $U_{\text{зв.з}}^- = \frac{U_{\text{вих.макс}}^-}{R_1 + R_2} R_1$. Конденсатор починає перезаряджатися до напруги $U_{\text{вих.макс}}^-$. Це триває доти, поки напруга конденсатора досягне значення $U_{\text{зв.з}}^-$ (момент часу t_2). Далі ОП переходить у стан з вихідною напругою $U_{\text{вих.макс}}^+$ і процес послідовно повторюють.

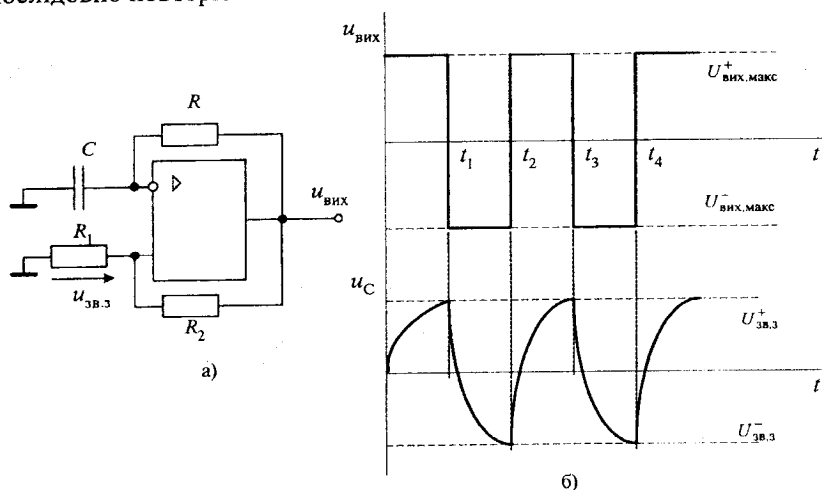


Рис. 60. Схема (а) та часові діаграми (б) релаксаційного генератора на базі операційного підсилювача

9.1. МУЛЬТИВІБРАТОРИ

* *Мультивібратори* — це генератори релаксаційного типу з прямокутною формою імпульсів, які широко використовуються як задавальні генератори в системах керування.

Мультивібратори переважно реалізуються на операційному підсилювачі $DA1$ (рис. 59, а), містять часозадавальну ланку $R_1—R_2—C_1$ та ланку додатного зворотного зв'язку $R_3—R_4$. Наявність цього зв'язку та діодів $VD1$ і $VD2$ забезпечує під час увімкнення мультивібратора переведення операційного підсилювача $DA1$ у стан із граничним значенням вихідної напруги (рис. 59, б) додатної полярності ($U_{\text{вих.макс}}^+$) чи від'ємної полярності ($U_{\text{вих.макс}}^-$). Нехай під час подання напруги живлення на виході ОП встановилася додатна напруга $U_{\text{вих.макс}}^+$, тоді на неінвертувальний вхід $DA1$ подається напруга зворотного зв'язку, яка визначається

$$U_{\text{зв.з}}^+ = \frac{U_{\text{вих.макс}}^+}{R_3 + R_4} R_3.$$

Під дією вихідної напруги $U_{\text{вих.макс}}^+$ конденсатор C_1 заряджається через діод $VD1$ і резистор R_1 . Напруга конденсатора u_c подається на інвертувальний вхід $DA1$. В момент часу t_1 напруга конденсатора набирає значення $u_c = U_{\text{зв.з}}^+$ і операційний підсилювач $DA1$ переходить у стан із від'ємною вихідною напругою $U_{\text{вих.макс}}^-$ (рис. 61, б). Відповідно змінює свою полярність напруга зворотного зв'язку

$$U_{\text{зв.з}}^- = \frac{U_{\text{вих.макс}}^-}{R_3 + R_4} R_3.$$

Після цього відбувається перезаряд конденсатора C_1 через резистор R_2 і діод $VD2$. Цей процес триває доти, доки напруга на ємності не дорівнюватиме напрузі зворотного зв'язку $u_c = U_{\text{зв.з}}^-$ (момент часу t_2). Далі ОП знову переходить у стан із додатною вихідною напругою $U_{\text{вих.макс}}^+$.

Період перемикань $T = t_{\text{ім}} + t_{\text{п}}$ визначається параметрами схеми

$$T = (R_1 + R_2)C \ln\left(\frac{U_{\text{вих.макс}}^+ + U_{\text{зв.з}}^-}{U_{\text{вих.макс}}^- - U_{\text{зв.з}}^+}\right) = (R_1 + R_2)C \ln\left(1 + \frac{2R_3}{R_4}\right).$$

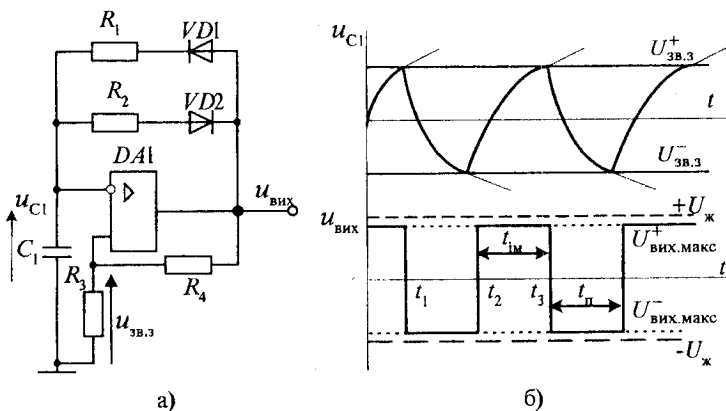


Рис. 61. Схема (а) та часові діаграми (б) мультівібратора

Діоди $VD1$ і $VD2$ виконують функцію порогових елементів й використовуються для покращення форми вихідної напруги мультівібратора. Опір резистора R_1 визначають тривалість імпульсу (додатне значення вихідної напруги)

$$t_{iM} = R_1 C \ln\left(1 + \frac{2R_3}{R_4}\right),$$

а опір резистора R_2 — тривалість паузи (від'ємне значення вихідної напруги)

$$t_{п} = R_2 C \ln\left(1 + \frac{2R_3}{R_4}\right).$$

Широко використовуються схеми мультівібраторів, в яких опори R_1 і R_2 є однаковими, що забезпечує $t_{iM} = t_{п}$. Такі мультівібратори називають * симетричними.

Розрахунок мультівібратора починають з вибору типу операційного підсилювача $DA1$ (можна вибирати підсилювач середнього класу точності). Враховуючи, що вхідні напруги співмірні, опори вхідних кіл ОП повинні бути в межах 10 кОм (для операційних підсилювачів із біполярними вхідними транзисторами) або в межах 100 кОм (для операційних підсилювачів з уніполярними вхідними транзисторами). Типи вхідних транзисторів подано в паспортних даних ОП.

Задаючись значенням опору резистора ланки зворотного зв'язку R_4 у вказаних межах, визначають опір резистора R_3 . Передатний коефіцієнт додатного зворотного зв'язку за напругою визначається за виразом

$$K_u = \frac{R_3 + R_4}{R_3}.$$

В більшості випадків приймають $K_u = 2$, що зумовлено необхідністю отримання напруги керування однієї полярності, тому $R_3 = R_4$. Резистори R_1 , R_2 часозадавальної ланки працюють по чергово, тому опір кожного з них розраховують за виразом

$$R_1 = R_2 = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} = \frac{R_3}{2}.$$

Ємність конденсатора C_1 визначають з виразу для періоду коливань мультивібратора

$$T = (R_1 + R_2) C_1 \ln \left(1 + \frac{2R_3}{R_4} \right)$$

Враховуючи, що $R_1 = R_2$, а $R_3 = R_4$, величина ємності

$$C_1 = \frac{T}{2R_1 \ln 3}.$$

9.2. ОДНОВІБРАТОРИ

*** Одновібратори** — це генератори прямокутних імпульсів, які працюють в очікувальному режимі. Такий режим характеризується стійким і квазістійким станами рівноваги. Перехід із стійкого до квазістійкого стану здійснюється за наявності зовнішнього імпульсу, який називають запускарним. Формується прямокутний імпульс заданої тривалості, що визначається часом дії запускарного імпульсу.

На рис. 62, а показано схему одновібратора, виконаного на базі операційного підсилювача, який працює в режимі компаратора.

В момент увімкнення джерела живлення напруга на виході ОП приймає одне із стійких значень, нехай $U_{\text{вих.макс}}^-$. Під дією цієї напруги проходять струми по ланкам від'ємного ($R - VD$) і додатного ($R_2 - R_1$) зворотних зв'язків. Оскільки вихідна напруга ОП є від'ємною, то

діод VD є відкритий і напруга на конденсаторі $u_C \approx 0$. Напруга на неінвертувальному вході ОП дорівнює

$$U_{зв.з}^- = \frac{U_{вих.макс}^-}{R_1 + R_2} R_1.$$

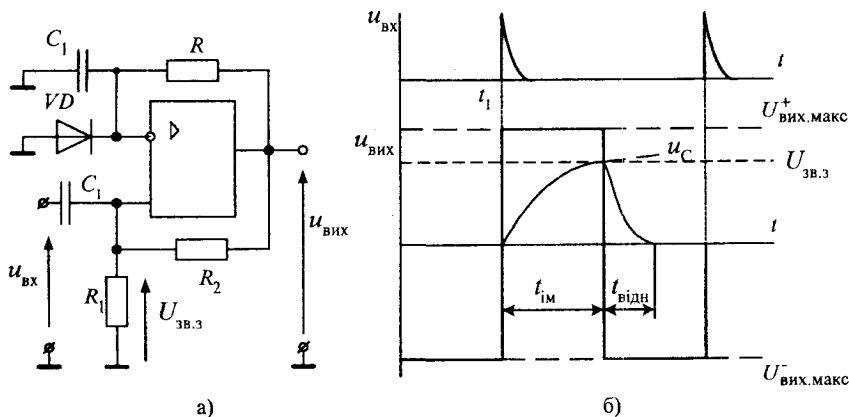


Рис. 62. Схема (а) та часові характеристики (б) одновібратора

Якщо в момент часу t_1 на вхід подати короткотривалий імпульс, напруга $u_{вх}$ якого більша за $|U_{зв.з}^-|$, то компаратор перейде в квазі-стійкий стан із вихідною напругою $U_{вих.макс}^+$ (рис. 62, б). Діод VD закривається й починається заряд конденсатора C_1 через резистор R , а напруга на неінвертувальному вході ОП $U_{зв.з}^+ = \frac{U_{вих.макс}^+}{R_1 + R_2} R_1$ має додатне значення. За умови, коли напруга конденсатора досягне значення напруги зворотного зв'язку $u_C = U_{зв.з}^+$, компаратор повертається до стану з вихідною напругою $U_{вих.макс}^-$. При цьому конденсатор розряджається до напруги $U_{VD} \cong 0$.

Отже, тривалість імпульсу $t_{ім}$ визначається параметрами схеми

$$t_{ім} = RC \ln \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right).$$

Подання наступного імпульсу запускання можливе за умови повного розрядження конденсатора, який визначається часом відновлення $t_{від}$

$$t_{\text{від}} = RC \ln \left(\frac{2R_1 + R_2}{R_1 + R_2} \right).$$

Тобто повинна забезпечуватись часова тотожність

$$t_2 - t_1 \geq t_{\text{ім}} + t_{\text{від}}.$$

ПРИКЛАДИ ДО РОЗДІЛУ

Задача 9.1. Генератор імпульсів генерує сигнали, період яких $T = 5$ мкс, а тривалість імпульсу — $t_{\text{ім}} = 2$ мкс. Визначити шпаруватість імпульсів генератора.

Розв'язок: Шпаруватість імпульсів визначається за виразом

$$q = \frac{T}{t_{\text{ім}}} = 2,5,$$

де $t_{\text{ім}}$ — тривалість імпульсу; T — період імпульсу.

Задача 9.2. Період коливань симетричного мультівібратора $T = 10$ мкс. Опір резистора в часозадавальній ланці 10 кОм, передатний коефіцієнт додатного зворотного зв'язку $K_{\text{ц}} = 2$. Визначити ємність конденсатора часозадавальної ланки.

Розв'язок: Ємність конденсатора часозадавальної ланки визначається за виразом

$$C = \frac{T}{2R \ln 3} = 4,55 \text{ нФ}.$$

Задача 9.3. Опір резистора часозадавальної ланки симетричного мультівібратора 12 кОм, ємність конденсатора — 2 нФ. Опори резисторів в ланці додатного зворотного зв'язку та на неінвертувальному вході мультівібратора 20 кОм і 10 кОм відповідно. Визначити період коливань мультівібратора.

Розв'язок: Період коливань симетричного мультівібратора визначаємо за виразом

$$T = 2RC \ln \left(1 + \frac{2R_3}{R_4} \right) = 33,27 \text{ мкс}.$$

Задача 9.4. Визначити частоту коливань мультівібратора, в якого параметри часозадавальної ланки $R_1 = 10$ кОм, $R_2 = 15$ кОм, $C = 8$ нФ, а в ланці зворотного зв'язку $R_3 = 10$ кОм, $R_4 = 20$ кОм.

Розв'язок: Частота коливань мультівібратора обернено пропорційна до періоду і визначається за виразом

$$f = \frac{1}{(R_1 + R_2)C \ln(1 + 2R_3/R_4)} = 7213,5 \text{ Гц}$$

Задача 9.5. Опори резисторів у ланці додатного зворотного зв'язку та на неінвертувальному вході одновібратора 20 кОм і 10 кОм відповідно. Параметри часозадавальної ланки $C = 5$ нФ, $R = 10$ кОм. Визначити тривалість імпульсу одновібратора.

Розв'язок: Тривалість імпульсу одновібратора дорівнює

$$T = RC \ln \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) = 10 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^{-9} \ln \left(1 + \frac{10 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3} \right) = 20,27 \text{ мкс}$$

Задача 9.6. Визначити час відновлення одновібратора, в якого параметри часозадавальної ланки $R = 20$ кОм, $C = 1,5$ нФ, а в ланці зворотного зв'язку $R_1 = 10$ кОм, $R_2 = 30$ кОм.

Розв'язок: Час відновлення одновібратора визначається за виразом

$$t_{\text{від}} = RC \ln \left(\frac{2R_1 + R_2}{R_1 + R_2} \right) = 6,7 \text{ мкс.}$$

ЗАПИТАННЯ ДЛЯ САМОПЕРЕВІРКИ

1. Назвіть основні параметри імпульсу.
2. На чому базується принцип роботи релаксаційного генератора?
3. Які особливості застосування операційних підсилювачів в генераторах імпульсів?
4. Чим визначається тривалість імпульсу?
5. Як визначити частоту імпульсів мультівібратора?
6. Яка відмінність між симетричним і несиметричним мультівібраторами?
7. Поясніть роботу симетричного мультівібратора.
8. Подайте порядок розрахунку мультівібратора.

9. Поясніть принцип роботи одновібратора на операційному підсилювачі.
10. Яка умова накладається на подання імпульсу запускання одновібратора?

ЗАДАЧІ НА САМОСТІЙНЕ ОПРАЦЮВАННЯ

9.1с. Частота сигналу генератора імпульсів $f = 200$ кГц, а тривалість імпульса – $t_{\text{ім}} = 2$ мкс. Визначити шпаруватість імпульсів генератора.

(Відповідь: 2,5).

9.2с. Частота коливань симетричного мультівібратора $f = 1$ МГц. Опір резистора в часозадавальній ланці 12 кОм, передатний коефіцієнт додатного зворотного зв'язку $K_{\text{ц}} = 2$. Визначити ємність конденсатора часозадавальної ланки.

(Відповідь: 37,9 нФ).

9.3с. В симетричного мультівібратора опір резистора часозадавальної ланки 15 кОм, ємність конденсатора – $2,4$ нФ. Опори резисторів в ланці додатного зворотного зв'язку та на неінвертувальному вході мульти-вібратора 24 кОм і 12 кОм відповідно. Визначити частоту коливань мультівібратора.

(Відповідь: 20кГц).

9.4с. Визначити період сигналу симетричного мультівібратора, якщо параметри його часозадавальної ланки відповідно дорівнюють $R = 10$ кОм, $C = 10$ нФ. Передатний коефіцієнт додатного зворотного зв'язку $K_{\text{ц}} = 2$.

(Відповідь: 219,7 мкс).

9.5с. Мультівібратор має параметри часозадавальної ланки $R_1 = 12$ кОм, $R_2 = 18$ кОм, $C = 6,8$ нФ. Визначити період коливань мультівібратора, якщо передатний коефіцієнт додатного зворотного зв'язку $K_{\text{ц}} = 2$.

(Відповідь: 224,12 мкс).

9.6с. Визначити тривалість паузи t_{Π} сигналу мультивібратора, якщо параметри його часозадавальної ланки відповідно дорівнюють $R_1 = 18 \text{ кОм}$, $R_2 = 24 \text{ кОм}$, $C = 8,2 \text{ нФ}$. Передатний коефіцієнт додатного зворотного зв'язку $K_{\Pi} = 2$.

(Відповідь: 216,2 мкс).

9.7с. Одновібратор має параметри часозадавальної ланки $C = 6,2 \text{ нФ}$, $R = 20 \text{ кОм}$. Визначити тривалість імпульса одновібратора, якщо передатний коефіцієнт додатного зворотного зв'язку $K_{\Pi} = 2$.

(Відповідь: 85,95 мкс).

9.8с. Визначити ємність часозадавальної ланки одновібратора на базі ОП, якщо тривалість імпульса $t_{\text{ІМП}} = 50 \text{ мкс}$, а опір резистора цієї ланки $R = 15 \text{ кОм}$. Опори резисторів на неінвертувальному вході та в ланці додатного зворотного зв'язку ОП відповідно дорівнюють $R_1 = 18 \text{ кОм}$ і $R_2 = 36 \text{ кОм}$.

(Відповідь: 8,2 нФ).

9.9с. Визначити час відновлення одновібратора, в якого параметри часозадавальної ланки $R = 12 \text{ кОм}$, $C = 4,7 \text{ нФ}$, а в ланці зворотного зв'язку $R_1 = 15 \text{ кОм}$, $R_2 = 30 \text{ кОм}$.

(Відповідь: 16,22 мкс).

9.10с. Мультивібратор реалізовано на операційному підсилювачі типу 153УД1. Визначити напругу зворотного зв'язку $u_{\text{зв.з}}$ ОП, якщо передатний коефіцієнт додатного зворотного зв'язку $K_{\Pi} = 2$.

(Відповідь: 6В).

ГЕНЕРАТОРИ ЛІНІЙНО-ЗМІННОЇ НАПРУГИ

Вивчивши та опрацювавши даний розділ, студенти повинні вказати основні компоненти генератора лінійно-змінної напруги та пояснити його роботу. Знати призначення кожного компонента та її вплив на вихідну напругу. Вміти розраховувати та вибирати основні елементи пристрою.

Ключові терміни та поняття:

▲ генератор лінійно-змінної напруги, ▲ джерело опорної напруги, ▲ пороговий елемент, ▲ мультівібратор, ▲ операційний підсилювач, ▲ інтегратор, ▲ суматор, ▲ меандр

* Генератори лінійно-змінної напруги (ГЛЗН) — пристрої електроніки, які забезпечують формування пилоподібної напруги. Їх робота базується на використанні процесу заряду-розряду конденсатора постійною напругою.

ГЛЗН структурно складаються з трьох основних компонентів: * джерела опорної напруги (ДОН), * інтегратора (ІНТ) та слабкострумного електронного ключа (СЕК) з * пороговим елементом (ПЕ) для його керування (рис. 63, а).

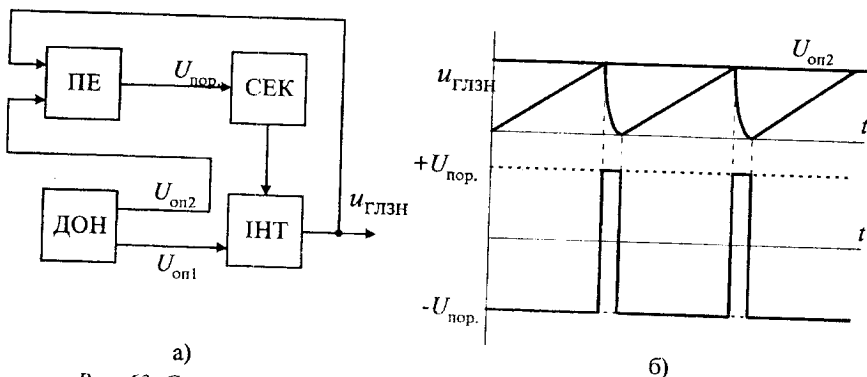


Рис. 63. Структурна схема ГЛЗН (а) та часові діаграми напруг (б)

На вхід ІНТ подається від ДОН постійна напруга $U_{он1}$, під впливом якої напруга на його виході $u_{ГЛЗН}$ лінійно зростає до значення, яке визначає напруга $U_{он2}$, що подається на інвертувальний вхід ПЕ, неінвертувальний вхід якого під'єднаний до виходу інтегратора. Якщо $u_{ГЛЗН} \geq U_{он2}$, то на виході ПЕ з'являється додатне значення вихідної напруги, яка відкриває СЕК. При цьому СЕК закорочує конденсатор інтегратора і відбувається його розряд, а напруга на виході ГЛЗН спадає до нуля. Часові діаграми напруг, що пояснюють роботу ГЛЗН, показані на рис. 63, б.

Схемну реалізацію ГЛЗН з використанням операційних підсилювачів показано на рис. 64. Тут ДОН виконується на резисторах R_2, R_3 і стабілітронах $VD1, VD2$. Інтегратор реалізований на операційному підсилювачі $DA2$, резисторах R_4, R_5 і конденсаторі C_2 . Для слабкострумного ЕК використано уніполярний транзистор із ізольованим затвором $VT1$.

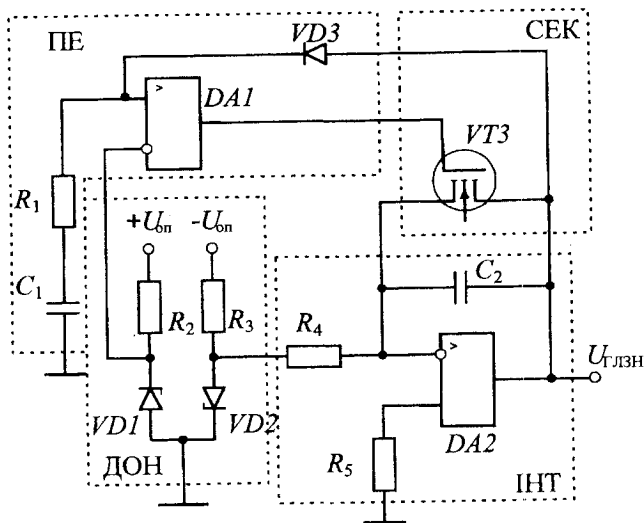


Рис. 64. Схема генератора лінійно-змінної напруги

Пороговий елемент виконано на операційному підсилювачі $DA1$ (компараторі), діоді $VD3$ та часозадавальній ланці R_1-C_1 . Параметри ланки R_1-C_1 розраховують за сталою часу розряду конденсатора C_2 через опір відкритого каналу транзистора $VT1$, який дорівнює $R_{кан} \approx 10 \text{ Ом}$,

тобто $1,2R_1C_1 = R_{\text{кан}}C_2$. Коефіцієнт 1,2 забезпечує повне розрядження конденсатора C_2 незалежно від розкиду параметрів транзистора. Значення опору R_1 переважно приймають таким, що дорівнює 10 кОм.

В системах перетворення параметрів використовується схема ГЛЗН (рис.65,а), в якій використано два додатних зворотних зв'язки — від генератора та від компаратора.

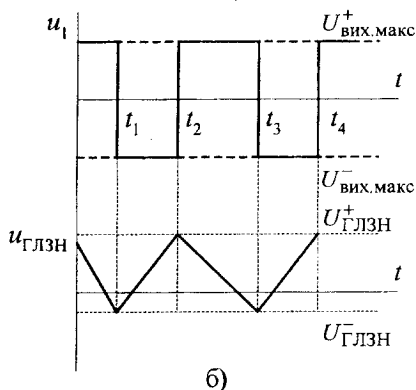
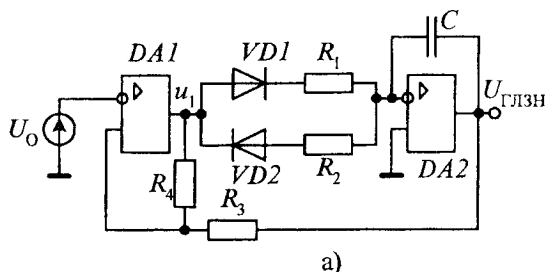


Рис. 65. Автогенераторний ГЛЗН (а) і його часові діаграми (б)

Нехай в момент подання напруги живлення на виході компаратора напруга має додатне значення $u_1 = U_{\text{вих.макс}}^+$. При цьому $VD1$ переходить у відкритий стан і починає працювати інтегратор, який формує напругу $u_{\text{ГЛЗН}}$ (рис. 65,б). Одночасно починає наростати і напруга зворотного зв'язку $u_{\text{зв.з}}$. В момент часу, коли ця напруга зрівняються за величиною з опорною напругою U_0 ($u_{\text{зв.з}} = U_0$), компаратор перемикається і його вихідна напруга стає від'ємною $U_{\text{вих.макс}}^-$. Відкривається $VD2$ і інтегратор починає формувати лінійно-спадну напругу.

Для розрахунку ГЛЗН важливим є визначення максимальних значень напруги $U_{\text{ГЛЗН}}$ через параметри схеми. Для цього використовують рівність напруги $u_{\text{зв.з}}$ із опорною напругою U_0 в момент перемикавання компаратора. Так, для моменту часу t_2 отримуємо

$$U^+_{\text{вих.макс}} \frac{R_3}{R_3 + R_4} + U^- \frac{R_4}{R_3 + R_4} = U_0,$$

а для моменту часу t_3

$$U^-_{\text{вих.макс}} \frac{R_3}{R_3 + R_4} + U^+ \frac{R_4}{R_3 + R_4} = U_0.$$

З цих тотожностей отримуємо вирази для напруг ГЛЗН:

$$U^- = \frac{R_3 + R_4}{R_4} \left(U_0 - U^+_{\text{вих.макс}} \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right);$$

$$U^+ = \frac{R_3 + R_4}{R_4} \left(U_0 - U^-_{\text{вих.макс}} \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right).$$

Схему ГЛЗН форми «меандр» показано на рис. 66, а, яка складається з мультивібратора, інтегратора та інвертувального суматора. Мультивібратор реалізовано на операційному підсилювачі DA1.

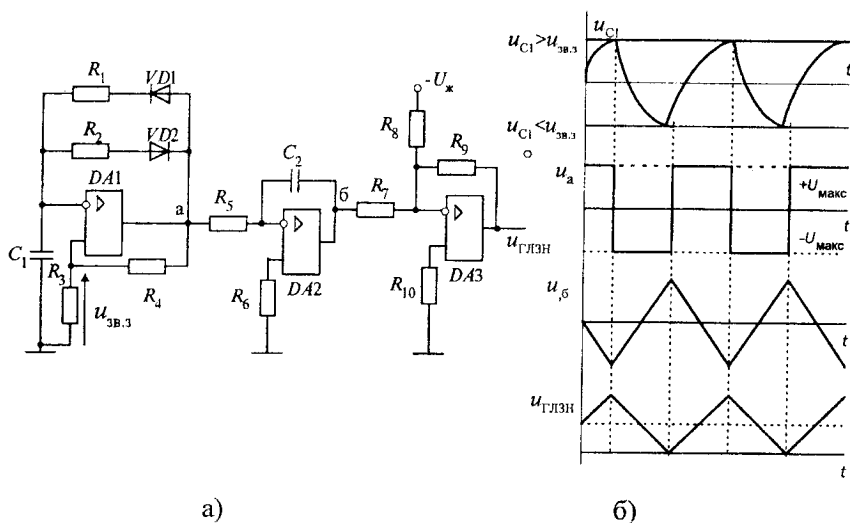


Рис. 66. Схема генератора лінійно-змінної напруги форми «меандр» (а) та часові діаграми напруг на елементах генератора (б)

Інтегратор на операційному підсилювачі $DA2$ перетворює прямокутні вихідні імпульси мультівібратора в біполярну лінійно-змінну напругу форми «меандр». Опори резисторів R_5 , R_6 вибирають за такими самими умовами, що й опір резистора R_3 . Ємність конденсатора C_2 визначають за виразом $C_2 = \frac{T}{4R_5}$, де T — період чередування імпульсів.

Для отримання уніполярної напруги форми «меандр» використовують інвертувальний суматор на операційному підсилювачі $DA3$. Враховуючи, що лінійно-змінна напруга на виході інтегратора коливається від $U_{\text{вих.макс}}^+$ до $U_{\text{вих.макс}}^-$, а для забезпечення умов регулювання розмах вихідної напруги повинен бути в межах від 0 до $U_{\text{вих.макс}}^+$, то коефіцієнт підсилення суматора за напругою повинен дорівнювати $K_u = -R_9/R_7 = -0,5$. Для забезпечення цієї умови до інвертувального входу $DA3$ через резистор R_8 подається постійна напруга зміщення від від'ємного полюса джерела живлення.

При використанні операційного підсилювача $DA3$ з вхідними біполярними транзисторами, опір резистора зворотного зв'язку $R_9 = 10$ кОм, а з вхідними уніполярними транзисторами — $R_9 = 100$ кОм.

Значення опорів вхідних резисторів суматора обчислюють за формулами $R_7 = \frac{R_9}{|K_u|}$; $R_8 = \frac{2R_9|U_{\text{ж}}|}{U}$; $R_{10} = \frac{R_7 R_8 R_9}{R_7 R_8 + R_7 R_9 + R_8 R_9}$.

Номинали резисторів вибираються з ряду номінальних значень найближчих до обчислених.

ГЛЗН використовуються в системах розгортки електронно-променевих трубок (кінескопів), в системах перетворення фізичних параметрів у електричні сигнали, тощо.

ПРИКЛАДИ ДО РОЗДІЛУ

Задача 10.1. Визначити ємність конденсатора часозадавальної ланки генератора лінійно-змінної напруги, якщо опір резистора цієї ланки 10 кОм, ємність конденсатора інтегратора 2нФ.

Розв'язок: Ємність конденсатора часозадавальної ланки визначається з рівняння $1,2R_1C_1 = R_{\text{кан}}C_2$, де $R_{\text{кан}} \approx 10$ Ом — опір відкритого каналу польового транзистора.

Звідси визначаємо ємність конденсатора часозадавальної ланки

$$C_1 = \frac{R_{\text{кан}} C_2}{R_1} = \frac{10 * 2 * 10^{-9}}{10 * 10^3} = 2 \text{ нФ.}$$

Задача 10.2. Період регулювання широтно-імпульсного перетворювача $T = 100 \text{ мкс}$, опір резистора на інвертувальному вході інтегратора $R = 10 \text{ кОм}$. Визначити ємність конденсатора ланки зворотного зв'язку інтегратора.

Розв'язок: Ємність конденсатора ланки зворотного зв'язку інтегратора дорівнює

$$C = \frac{T}{4R} = 2,5 \text{ нФ.}$$

Задача 10.3. Визначити межі, в яких змінюється напруга ГЛЗН, (рис. 6б) якщо параметри ланки зворотного зв'язку $R_3 = 15 \text{ кОм}$, $R_4 = 30 \text{ кОм}$, максимальні додатне і від'ємне значення вихідної напруги компаратора $U_{\text{вих.макс}}^+ = 11,5 \text{ В}$, $U_{\text{вих.макс}}^- = -11,5 \text{ В}$ і опорна напруга компаратора $U_0 = 3 \text{ В}$.

Розв'язок: Межі, в яких змінюється напруга ГЛЗН визначаються максимальним додатним значенням напруги ГЛЗН

$$U_{\text{ГЛЗН}}^+ = \frac{R_3 + R_4}{R_4} \left(U_0 - U_{\text{вих.макс}}^- \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) = 10,25 \text{ В}$$

і максимальним від'ємним значенням напруги ГЛЗН

$$U_{\text{ГЛЗН}}^- = \frac{R_3 + R_4}{R_4} \left(U_0 - U_{\text{вих.макс}}^+ \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) = -1,25 \text{ В}$$

ЗАПИТАННЯ ДЛЯ САМОПЕРЕВІРКИ

1. Назвіть основні компоненти ГЛЗН.
2. Яка роль інтегратора в схемах ГЛЗН?
3. Для чого в схемах ГЛЗН використовують компаратори?
4. Якими параметрами ГЛЗН визначається частота «пилок»?
5. Поясніть принцип роботи генератора лінійно-змінної напруги.
6. За допомогою яких параметрів регулюють нахил напруги ГЛЗН?
7. Поясніть роботу ГЛЗН форми «меандр».
8. Які особливості розрахунку часозадавальної ланки ГЛЗН?

ЗАДАЧІ НА САМОСТІЙНЕ ОПРАЦЮВАННЯ

10.1с. Генератор лінійно-змінної напруги (ГЛЗН) (рис.64) містить інтегратор, в якого ємність конденсатора $5,1 \text{ нФ}$. Визначити ємність конденсатора часозадавальної ланки ГЛЗН, якщо опір резистора цієї ланки 15 кОм .

(Відповідь: $2,83 \text{ нФ}$).

10.2с. Генератор лінійно-змінної напруги (ГЛЗН) містить інтегратор, в якого опір резистора на інвертувальному вході $R = 20 \text{ кОм}$. Визначити ємність конденсатора ланки зворотного зв'язку інтегратора, якщо період регулювання широтно-імпульсного перетворювача $T = 120 \text{ мкс}$.

(Відповідь: $1,5 \text{ нФ}$).

10.3с. Визначити межі, в яких змінюється напруга ГЛЗН, якщо параметри ланки зворотного зв'язку $R_3 = 10 \text{ кОм}$, $R_4 = 20 \text{ кОм}$, максимальні додатне і від'ємне значення вихідної напруги компаратора $U_{\text{вих.макс}}^+ = 12 \text{ В}$, $U_{\text{вих.макс}}^- = -12 \text{ В}$ і опорна напруга компаратора $U_0 = 3,5 \text{ В}$.

(Відповідь: $U_{\text{ГЛЗН}}^+ = 11,25 \text{ В}$, $U_{\text{ГЛЗН}}^- = -0,75 \text{ В}$).

10.4с. Визначити значення опорної напруги U_0 ГЛЗН, якщо компаратор реалізовано на базі ОП 154УД1, параметри ланки зворотного зв'язку $R_3 = 12 \text{ кОм}$, $R_4 = 24 \text{ кОм}$, максимальне додатне значення напруги $U_{\text{ГЛЗН}}^+ = 12,75 \text{ В}$.

(Відповідь: 4 В).

10.5с. ГЛЗН містить мультивібратор, в якого параметри часозадавальної ланки відповідно дорівнюють $R_1 = R_2 = 5 \text{ кОм}$, $C = 50 \text{ нФ}$. Визначити період сигналу мультивібратора, якщо передатний коефіцієнт додатного зворотного зв'язку $K_u = 2$.

(Відповідь: $0,55 \text{ мс}$).

10.6с. Визначити тривалість часу, за який вихідна напруга ГЛЗН зміниться від $U_{\text{ГЛЗН}}^- = -0,5 \text{ В}$ до $U_{\text{ГЛЗН}}^+ = 11,5 \text{ В}$, якщо опір резистора на інвертувальному вході інтегратора $R_2 = 10 \text{ кОм}$, ємність конденсатора в ланці зворотного зв'язку інтегратора $C = 20 \text{ нФ}$, максимальне від'ємне значення вихідної напруги компаратора $U_{\text{вих.макс}}^- = -12 \text{ В}$.

(Відповідь: $0,4 \text{ мс}$).

10.7с. Визначити опори резисторів на вході інвертувального суматора, який є складовою ГЛЗН, якщо він реалізований на базі ОП 140УД10, опір резистора в ланці зворотного зв'язку $R_3 = 10 \text{ кОм}$, коефіцієнт підсилення суматора за напругою $K_u = -0,5$.

(Відповідь: $R_1 = 20 \text{ кОм}$, $R_2 = 25 \text{ кОм}$).

ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ



Студенти після вивчення та опрацювання цього розділу повинні знати призначення перетворювачів частоти (циклоконверторів і циклоінверторів), принцип їх роботи. Пояснити особливості роботи перетворювачів частоти з вставками постійного чи змінного струму. Знати особливості інвертування струму та напруги. Вміти визначати частоту при дискретному та плавному регулюванні.

План (логіка) викладу матеріалу

11.1. Перетворювачі з безпосереднім зв'язком

11.2. Перетворювачі з проміжною ланкою

Ключові терміни та поняття:

▲ перетворювач частоти, ▲ перетворювач з безпосереднім зв'язком, ▲ перетворювач з проміжною ланкою, ▲ циклоконвертор, ▲ циклоінвертор, ▲ інвертор, ▲ автономний інвертор, ▲ ведений інвертор, ▲ система керування, ▲ природна комутація, ▲ примусова комутація, ▲ дискретне регулювання, ▲ плавне регулювання

*** Перетворювачі частоти** — це пристрої для перетворення змінних (одно- чи трифазних) струмів однієї частоти в змінні (одно- чи трифазних) струми іншої частоти (незмінної або регульованої). Залежно від призначення та схемної реалізації їх класифікують на перетворювачі частоти:

— з безпосереднім зв'язком джерела живлення і навантаження (*** циклоконвертори**);

— з проміжною ланкою постійного струму між джерелом і навантаженням (використовуються в системах великої потужності);

— з проміжною ланкою змінного струму (*** циклоінвертори**). Використовуються при необхідності регулювання частоти в широкому діапазоні.

Перетворювачі частоти широко застосовують в електроприводах змінного струму, реалізованих на базі асинхронних машин, в електротермії, для живлення світлотехнічних пристроїв, в радіоелектронних пристроях.

Принцип перетворення частоти базується на використанні керуванних елементів (транзисторів чи тиристорів).

11.1. ПЕРЕТВОРЮВАЧІ З БЕЗПОСЕРЕДНІМ ЗВ'ЯЗКОМ

Розглянемо як відбувається зміна частоти в однофазному *перетворювачі з безпосереднім зв'язком* (рис.67,а). Схема містить трансформатор із середнім виводом на первинній обвитці та дві групи біполярно ввімкннутих тиристорів, що забезпечує роботу перетворювача в додатний і від'ємний півперіоди вхідного сигналу. Середній вивід трансформатора ділить первинну обвитку трансформатора на дві півобвитки і необхідний для отримання на вторинній обвитці змінної напруги заданої частоти. В додатний півперіод напруги живлення u_1 працюють тиристри VS_2 і VS_3 , а у від'ємний — VS_1 і VS_4 , тривалість роботи яких визначається моментами подання імпульсів керування.

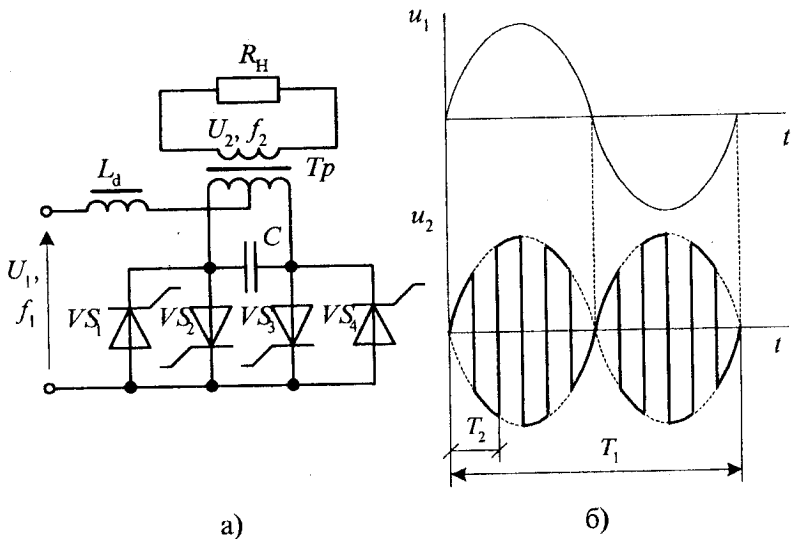


Рис.67. Однофазний безпосередній перетворювач частоти з примусовою комутацією: а) — схема; б) — часова діаграма

Якщо під час додатної півсинусоїди вхідної напруги відкрити тиристор VS_2 , то струм проходитиме через ліву півобвитку трансформатора, якщо ж потім відкрити тиристор VS_3 , то тиристор VS_2 закривається, а струм проходитиме вже через праву півобвитку трансформатора. Завдяки протилежній спрямованості струмів у цих півобвитках на вторинній обвитці трансформатора отримується змінна напруга u_2 (рис.67, б). Аналогічно формується вихідна напруга трансформатора і під час від'ємної півсинусоїди вхідної напруги u_1 . Частота вихідної напруги перетворювача залежить від тривалості вмикання тиристорів.

Для закриття тиристорів використано комутувальний конденсатор, який і є вузлом примусової комутації. Під час комутації тиристорів відбувається перезаряд конденсатора, внаслідок чого струм тиристора, що виходить з роботи дорівнює нулеві.

В перетворювачах з примусовою комутацією частоту вихідної напруги f_2 можна регулювати вгору і вниз від частоти f_1 .

Такі перетворювачі частоти мають високу надійність роботи, оскільки, при зриві інвертора в період від'ємної півсинусоїди напруги джерела живлення відкрита пара тиристорів автоматично закривається, тому що до анодів тиристорів прикладено від'ємний потенціал.

11.2. ПЕРЕТВОРЮВАЧІ З ПРОМІЖНОЮ ЛАНКОЮ

Схеми перетворювачів частоти з проміжною ланкою містять автономні інвертори, які перетворюють постійний струм в змінний. Процес перетворення постійного струму в змінний називається *інвертуванням* і є оберненим до випростування струму. Під час цього процесу потік енергії спрямований з кола постійного струму в коло змінного струму. Якщо в колі змінного струму є джерело напруги, то процес інвертування можливий тільки за умови, що напрям струму буде протилежним до напрямку напруги цього джерела. Залежно від умов інвертування, схеми поділяються на *автономні інвертори* та *інвертори, введені мережею*. В автономних інверторах в колі змінного струму, куди інвертор пересилає енергію, відсутнє джерело змінної напруги і періодичність цієї напруги задається конкретною схемою інвертора. Для цього з допомогою керованих вентилів здійснюється комутація струму джерела постійної напруги, яка підтримується додатковими елементами (переважно конденсаторами або конденсаторами з індуктивністю).

Структурну схему перетворювача частоти з проміжною ланкою постійного струму зображено на рис. 68.

Такі перетворювачі складаються з керованого випростувача B , фільтра та автономного інвертора AI . Регулювання частоти f_2 вихідної напруги в такій схемі здійснюється інвертором за допомогою системи керування CKI , а величини напруги U_2 — керованим випростувачем з використанням системи керування CKB . В окремих випадках регулювання частоти і величини вихідної напруги здійснюються тільки інвертором, випростувач виконується некерованим. Частота вихідної напруги регулюється в широкому діапазоні як вниз, так і вгору від частоти джерела живлення.

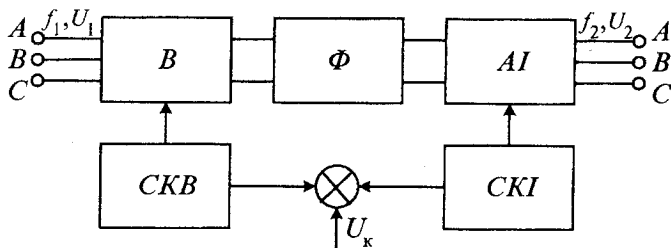


Рис. 68. Структурна схема перетворювача частоти з проміжною ланкою постійного струму

Недоліком перетворювачів з проміжною ланкою постійного струму є подвійне перетворення енергії, що приводить до зниження ККД перетворювача, збільшення його встановленої потужності і маси. Проте, такі перетворювачі простіші за будовою порівняно з перетворювачами з безпосереднім зв'язком.

Перетворювачі частоти з проміжною ланкою змінного струму складаються з таких компонент (рис. 69):

- ① випростувач, який перетворює змінну напругу в постійну;
- ② автономний інвертор, який перетворює постійну напругу в змінну напругу проміжної частоти;
- ③ безпосередній перетворювач частоти, який формує вихідну напругу заданої регульованої частоти або нерегульованої частоти.

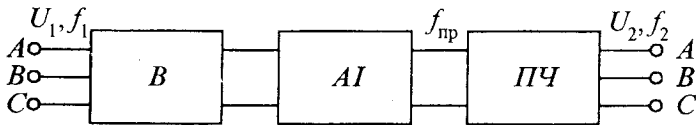


Рис. 69. Структурна схема перетворювача частоти з проміжною ланкою змінного струму

Недоліком перетворювачів частоти з проміжною ланкою змінного струму є потрібне перетворення енергії, що позначається на зниженні ККД перетворювача, складності силової схеми та системи керування.

Регулювання частоти в перетворювачах може здійснюватись дискретно та плавно. В перетворювачах частоти з природною комутацією частота вихідної напруги регулюється тільки вниз від частоти джерела живлення і визначається за виразами:

$$\square \text{ для дискретного регулювання частоти } f_2 = \frac{f_1 m_1}{2n + m_1};$$

$$\square \text{ для плавного регулювання частоти } f_2 = \frac{f_1 m_1 \pi}{\pi(2n + m_1) + \varphi_n m_1},$$

де m_1 — кількість фаз джерела живлення; $\varphi_n = 2\pi f_1 t_n$ — пауза між вимкненням однієї (анодної) та увімкненням другої (катодної) груп тиристорів; $n = 0, 1, 2, \dots$

Плавність регулювання частоти в перетворювачах з проміжною ланкою змінного струму залежить від відношення проміжної частоти до вихідної $f_{\text{пр}}/f_2$. Чим більше це відношення тим вища плавність регулювання частоти, рівномірніше навантаження тиристорів, легше забезпечується синусоїдна форма вихідної напруги. Проте підвищення проміжної частоти обмежене частотними властивостями тиристорів, силових трансформаторів, дроселів і конденсаторів.

ПРИКЛАДИ ДО РОЗДІЛУ

Задача 11.1. Визначити частоту вихідної напруги однофазного перетворювача частоти з безпосереднім зв'язком, якщо частота вхідної напруги $f_1 = 100$ Гц. ($n=2$).

Розв'язок: Згідно з поданим виразом, для вихідної частоти вказаного перетворювача ($m=1$) отримаємо

$$f_2 = \frac{f_1}{2n+1} = \frac{100}{2 \cdot 2 + 1} = 20 \text{ Гц}$$

ЗАПИТАННЯ ДЛЯ САМОПЕРЕВІРКИ

1. Яке призначення перетворювачів частоти?
2. Назвіть основні компоненти перетворювача частоти.
3. У чому полягає інвертування сигналів?
4. Поясніть принцип роботи інвертора веденого мережею живлення.
5. Яка особливість автономних інверторів?
6. За якими ознаками класифікуються перетворювачі частоти?
7. Назвіть переваги та недоліки перетворювачів частоти з ланкою постійного струму.
8. Поясніть принцип роботи циклоконвертора.
9. У чому особливості роботи безпосереднього перетворювача частоти з примусовою комутацією.
10. Які переваги та недоліки перетворювача частоти з проміжною ланкою змінного струму?

ЗАДАЧІ НА САМОСТІЙНЕ ОПРАЦЮВАННЯ

- 11.1с. Визначити частоту вихідної напруги однофазного перетворювача частоти з природною комутацією, якщо частота вхідної напруги $f_1=140$ Гц, $n=3$.
(Відповідь: 20 Гц)
- 11.2с. Визначити частоту вхідної напруги трифазного перетворювача частоти з природною комутацією, якщо частота вихідної напруги $f_2=90$ Гц, $n=5$.
(Відповідь: 390 Гц).
- 11.3с. Визначити тривалість паузи $t_{\text{п}}$ перетворювача частоти з плавним регулюванням частоти, якщо частота вхідної напруги 500 Гц, а кут між вимкненням однієї та вмиканням іншої груп тиристорів $\varphi_{\text{п}} = 0,628$ рад. (Відповідь: 0,2 мс).
(Відповідь: 0,2 мс)
- 11.4с. Трифазний перетворювач частоти з плавним регулюванням частоти має паузу $\varphi_{\text{п}} = 0,312$ рад між вимкненням анодної та увімкненням катодної груп тиристорів. Визначити частоту вихідної напруги перетворювача, якщо частота вхідної напруги $f_1=600$ Гц, $n=2$.
(Відповідь: 246,64 Гц).

- 11.5с. Частота вихідної напруги однофазного перетворювача частоти з дискретним регулюванням частоти $f_2=120$ Гц при $n=1$. Визначити частоту вихідної напруги перетворювача, якщо $n=4$.
(Відповідь: 40 Гц).
- 11.6с. В однофазного безпосереднього перетворювача частоти з примусовою комутацією збільшили величину кута керування тиристорами. Встановити, як зміниться (збільшиться чи зменшиться) при цьому частота вихідної напруги, якщо $f_1 = \text{const}$. Відповідь обґрунтувати.
(Відповідь: зменшиться).
- 11.7с. В однофазного безпосереднього перетворювача частоти з примусовою комутацією необхідно зменшити період вихідного сигналу при $f_1 = \text{const}$. Як для цього потрібно змінити (збільшити чи зменшити) кут керування тиристорами. Відповідь обґрунтувати.
(Відповідь: збільшити).

ЛОГІЧНІ ОПЕРАЦІЇ ТА ЕЛЕМЕНТИ



Після вивчення та опрацювання даного розділу студенти повинні знати логічні функції та основні логічні операції. Вміти складати таблиці істинності для логічних операцій. Знати схемотехнічну реалізацію елементів логіки та вміти пояснити їх роботу.

Ключові терміни та поняття:

▲ логічний елемент, ▲ логічна функція, ▲ логічна одиниця, ▲ логічний нуль, ▲ логічне множення (кон'юнкція), ▲ логічне додавання (диз'юнкція), ▲ логічне заперечення (інверсія), ▲ таблиця істинності

Елементною базою цифрової техніки є **логічні елементи**, які компонується разом із запам'ятовувальними пристроями.

※ **Логічні елементи** — це електронні схеми, що відтворюють логічні функції й оперують логічними величинами, які приймають тільки два значення: **логічну одиницю та логічний нуль**.

Найпоширенішими є елементи потенційного типу, в яких логічній одиниці відповідає рівень високого потенціалу (додатного чи від'ємного) або напруги, а логічному нулю — низький рівень (рис. 71).

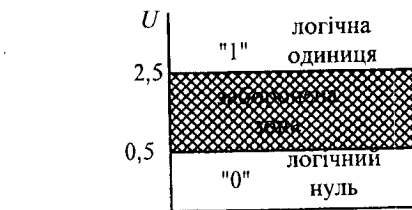


Рис. 71. Рівні напруг, що відповідають логічним величинам

Логічні елементи виконують **логічні операції**, внаслідок чого вхідна інформація перетворюється за відповідними логічними правилами у вихідну. Ці правила описуються таблицями істинності для кожної логічної операції, які формуються на основі алгебри логіки. **Основними є такі логічні функції:**

- **НЕ** — логічне заперечення (інверсія). Записується виразом $y = \bar{x}$, тобто y дорівнює не x ;
- **АБО** — логічне додавання (диз'юнкція). Записується виразом $y = x_1 \vee x_2$, який вказує, що до логічної величини x_1 додається величина x_2 ;
- **І** — логічне множення (кон'юнкція). Запис цієї операції має такий вираз $y = x_1 \wedge x_2$.

Ці логічні функції реалізуються відповідними логічними елементами з аналогічними назвами. Елементною базою логічних пристроїв є напівпровідникові діоди чи біполярні транзистори, які утворюють схеми транзисторно-транзисторної логіки (ТТЛ). Найпростіші схемні реалізації вказаних логічних елементів зображено на рис.72.

Логічний елемент НЕ (рис.72, а) виконано з використанням транзисторного ключа. Величина напруги живлення $+U$ має значення, що відповідає логічній одиниці. Якщо сигнал на вході транзистора $U_{вх}$ за величиною дорівнює логічній одиниці, то транзистор відкритий і вихідна напруга дорівнює $U_{КЕ.нас}$, яка за величиною відповідає логічному нулю. І, навпаки, якщо на вході транзистора сигнал дорівнює логічному нулю, то транзистор закритий і вихідна напруга $U_{вих} = +U$, що відповідає логічній одиниці. Таким чином, логічна величина на виході завжди буде протилежною до логічної величини на вході.

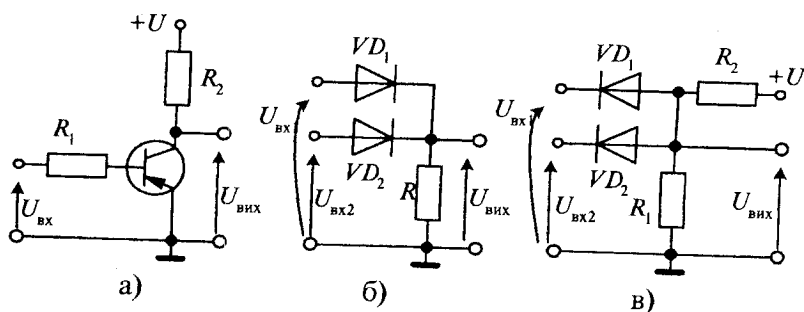


Рис.72. Схеми реалізації логічних елементів: а) — НЕ; б) — АБО; в) — І

Логічний елемент АБО реалізовано схемою (рис.72, б) з діодами VD_1 і VD_2 . Напруга на виході такої схеми дорівнюватиме логічній одиниці, якщо хоча б на один із входів подано додатну напругу («+» до анода діода), величина якої дорівнює логічній одиниці.

Логічний елемент І теж реалізовано схемою з використанням напівпровідникових діодів (рис.72, в), в якій накладена умова, що $R_1 \gg R_2$. Напруга на виході елемента R_1 матиме значення $U_{\text{вих}} \cong +U$ тільки тоді, коли всі діоди будуть закриті, тобто на всі входи буде подано сигнал, що відповідає логічній одиниці.

Логічні операції, їх таблиці істинності та схемне позначення цих елементів подано в табл. 5.

Таблиця 5

Логічні функції та елементи

Логічна функція	Таблиця істинності	Схемне зображення															
Логічне множення $y = x_1 \wedge x_2$	<table border="1"> <thead> <tr> <th>x_1</th> <th>x_2</th> <th>y</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> </tbody> </table>	x_1	x_2	y	0	0	0	0	1	0	1	0	0	1	1	1	
x_1	x_2	y															
0	0	0															
0	1	0															
1	0	0															
1	1	1															
Логічне додавання $y = x_1 \vee x_2$	<table border="1"> <thead> <tr> <th>x_1</th> <th>x_2</th> <th>y</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> </tbody> </table>	x_1	x_2	y	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1	
x_1	x_2	y															
0	0	0															
0	1	1															
1	0	1															
1	1	1															
Логічне заперечення $y = \bar{x}$	<table border="1"> <thead> <tr> <th>x</th> <th>y</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </tbody> </table>	x	y	0	1	1	0										
x	y																
0	1																
1	0																

На практиці рідко використовуються логічні елементи, що реалізують тільки одну логічну операцію. В основному логічні елементи реалізують складні логічні функції. На рис.73 подані приклади реалізації складних логічних операцій І—НЕ та АБО—НЕ на основі простих логічних елементів.

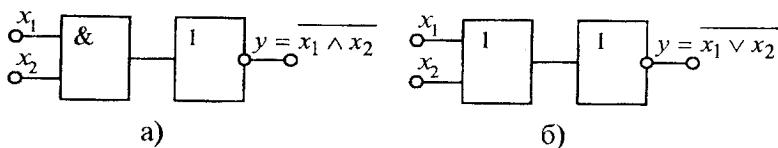


Рис.73. Схеми реалізації складних логічних функцій: а) — І—НЕ; б) — АБО—НЕ

ПРИКЛАДИ ДО РОЗДІЛУ

Задача 12.1. Визначити значення логічної функції на виході логічного елемента І—НЕ з двома входами, якщо на ці входи подано логічні величини $x_1 = 0$, $x_2 = 0$.

Розв'язок: Відповідно до таблиці істинності логічного елемента І, якщо на його входах сигнали, які відповідають логічному нулю, то на виході теж буде логічний нуль. А згідно з таблицею істинності логічного елемента НЕ, якщо на його вході сигнал логічного нуля, то на виході отримуємо сигнал логічної одиниці. Отже, для заданих вхідних сигналів на виході логічного елемента І—НЕ буде логічна одиниця.

Задача 12.2. Визначити значення логічної функції на виході логічного елемента І—НЕ з двома входами, якщо на цих входах $x_1 = 1$, $x_2 = 1$.

Розв'язок: Відповідно до таблиці істинності логічного елемента І, якщо на його входах сигнали, які відповідають логічній одиниці, то на виході теж буде логічна одиниця. А згідно з таблицею істинності логічного елемента НЕ, якщо на його вході сигнал логічної одиниці, то на виході отримуємо сигнал логічного нуля. Отже, для заданих вхідних сигналів на виході логічного елемента І—НЕ буде логічний нуль.

Задача 12.3. Визначити значення логічної функції на виході логічного елемента АБО—НЕ з двома входами, якщо на цих входах $x_1 = 0$, $x_2 = 0$.

Розв'язок: Відповідно до таблиці істинності логічного елемента АБО, якщо на його входах сигнали, які відповідають логічному нулю, то на виході теж буде логічний нуль. А згідно з таблицею істинності логічного елемента НЕ, якщо на його вході сигнал логічного нуля, то на виході отримуємо сигнал логічної одиниці. Отже, для заданих вхідних сигналів на виході логічного елемента АБО-НЕ буде логічна одиниця.

Задача 12.4. Визначити значення логічної величини на виході логічного елемента АБО-НЕ з двома входами, якщо на входи подані логічні величини $x_1 = 1$, $x_2 = 0$.

Розв'язок: Відповідно до таблиці істинності логічного елемента АБО, якщо на його входах сигнали $x_1 = 1$, $x_2 = 0$, то на виході буде логічна одиниця. А згідно з таблицею істинності логічного елемента НЕ, якщо на його вході сигнал логічної одиниці, то на виході отримуємо сигнал логічного нуля. Отже, для заданих вхідних сигналів на виході логічного елемента І-НЕ буде логічний нуль.

Задача 12.5. Скласти таблицю істинності для логічного елемента з двома входами, що реалізує логічну функцію АБО-НЕ.

Розв'язок: Щоб скласти таблицю істинності для вказаної логічної функції необхідно скористатись таблицями істинності для окремих (простих) логічних функцій (див. табл. «Логічні функції та елементи»). Отже, заперечивши значення вихідної величини логічного елемента АБО, отримаємо:

x_1	x_2	y
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

ЗАПИТАННЯ ДЛЯ САМОПЕРЕВІРКИ

1. Поясніть поняття логічних величин (логічний нуль та логічна одиниця).
2. Назвіть основні логічні функції та елементи, які їх реалізують.
3. Запишіть таблицю істинності логічної функції АБО.

4. Поясніть принцип роботи логічного елемента НЕ на базі транзисторного ключа.
5. Запишіть таблицю істинності логічної функції І.
6. Подайте особливості роботи діодної схеми реалізації логічної операції АБО.
7. Поясніть роботу простої схеми логічної функції І.
8. Що таке складні логічні елементи?
9. Як утворюють складні логічні функції?
10. У чому особливість схем ТТЛ?

ЗАДАЧІ НА САМОСТІЙНЕ ОПРАЦЮВАННЯ

- 12.1с. Визначити значення логічної функції на виході логічного елемента І-НЕ з трьома входами, якщо на ці входи подано логічні величини $x_1 = 0$, $x_2 = 0$, $x_3 = 1$.
(Відповідь: 1)
- 12.2с. Визначити значення логічної функції на виході логічного елемента І-НЕ з трьома входами, якщо на цих входах $x_1 = 1$, $x_2 = 1$, $x_3 = 0$.
(Відповідь: 1)
- 12.3с. Визначити значення логічної функції на виході логічного елемента АБО-НЕ з трьома входами, якщо на цих входах $x_1 = 0$, $x_2 = 0$, $x_3 = 1$.
(Відповідь: 0)
- 12.4с. Визначити значення логічної величини на виході логічного елемента АБО-НЕ з трьома входами, якщо на входи подані логічні величини $x_1 = 1$, $x_2 = 1$, $x_3 = 1$.
(Відповідь: 0).
- 12.5с. Скласти таблицю істинності для логічного елемента з двома входами, що реалізує логічну функцію І-НЕ.
(Відповідь: $\overline{0 \wedge 0} = 1$; $\overline{0 \wedge 1} = 1$; $\overline{1 \wedge 0} = 1$; $\overline{1 \wedge 1} = 0$).
- 12.6с. Запишіть вираз логічної функції АБО-НЕ, що реалізується одноіменним елементом з трьома входами.
(Відповідь: $\overline{x_1 \vee x_2 \vee x_3}$).

12.7с. Визначте значення логічної функції, яку задано виразом $\overline{x_1 \wedge x_2 \wedge x_3}$, якщо $x_1 = 1$, $x_2 = 0$, $x_3 = 1$.

(Відповідь: 1).

12.8с. Визначте значення логічної функції, яку задано виразом $x_1 \vee x_2$, якщо $x_1 = 1$, $x_2 = 0$.

(Відповідь: 1).

12.9с. Логічну функцію задано виразом $\overline{x_1 \wedge x_2}$. Визначте її значення, якщо $x_1 = 0$, $x_2 = 1$.

(Відповідь: 0).

12.10с. Яке мінімальне число елементів І-НЕ потрібно для реалізації логічної функції, яку подано виразом $\overline{x_1 \vee x_2}$.

(Відповідь: один).

ТРИГЕРИ



Вивчивши та опрацювавши цей розділ, студенти повинні знати призначення та пояснити принцип роботи тригерних елементів. Знати класифікацію тригерів і особливість їх роботи. Вміти визначати таблиці станів тригерів залежно від вхідної інформації. Давати пояснення схемній реалізації тригерів на елементах логіки.

План (логіка) викладу матеріалу

13.1. RS-тригери

13.2. D-тригери

13.3. JK-тригери

13.4. Тригери Шмітта

Ключові терміни та поняття:

▲ тригер, ▲ RS-тригер, ▲ D-тригер, ▲ JK-тригер, ▲ T-тригер, ▲ асинхронний тригер, ▲ синхронний тригер, ▲ тригер Шмітта, ▲ інформаційний вхід, ▲ синхронізуючий вхід, ▲ прямий вихід, ▲ інверсний вихід

* **Тригери** — пристрої, які характеризуються двома стійкими станами рівноваги, а стрибкоподібний перехід із одного стану в інший здійснюється за наявності зовнішнього керуючого імпульсу (сигналу) (рис. 73, а). Зазвичай, схеми тригерів реалізуються з використанням біполярних транзисторів, які працюють в ключових режимах. Перехід від закритого стану транзистора ($u_{\text{вих}} = U_{\text{КЕ}}$) до відкритого стану ($u_{\text{вих}} \approx 0$) здійснюється за допомогою керуючого імпульсу, що подається на бази транзисторів.

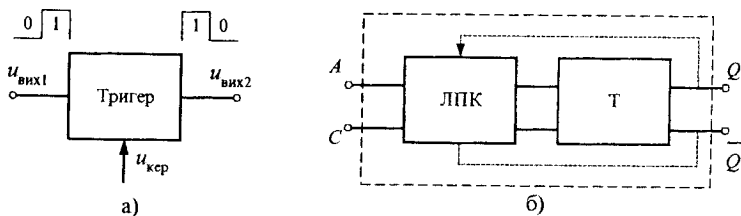


Рис. 73. Структурна схема тригера

В даний час тригери, завдяки своїм властивостям, стали базовими елементами цифрової техніки, тому їх схемна реалізація виконується з використанням логічних елементів АБО-НЕ чи І-НЕ. Тобто тригерний ефект поєднується з логічними операціями, що значно розширює їх сферу використання. Такий пристрій містить тригер і логічний пристрій керування (ЛПК) (рис.73, б), який перетворює вхідну інформацію. Виділяють два входи: інформаційний вхід A і синхронізуючий вхід C .

За способом запису інформації тригери поділяються на **асинхронні** (використовується тільки вхід A) і **синхронні** (запис інформації відбувається тільки за наявності дозвільного імпульсу, що поступає на вхід C). Виходи тригера: **прямий** (Q), тобто, вихідна інформація відповідає вхідній, і **інверсний** (\bar{Q}) — вихідна інформація є протилежною до вхідної. За своїм інформаційним призначенням їх поділяють на RS , D , T , JK -тригери.

Тригери використовуються в системах керування для задавання черговості виконання команд, для відліку імпульсів керування, де потрібно знати попередній стан системи.

13.1. RS -ТРИГЕРИ

RS -тригери мають два інформаційні входи: **одиночний** S і **нульовий** R . На рис.74, б подано схему RS -тригера, реалізовану на логічних елементах АБО-НЕ.

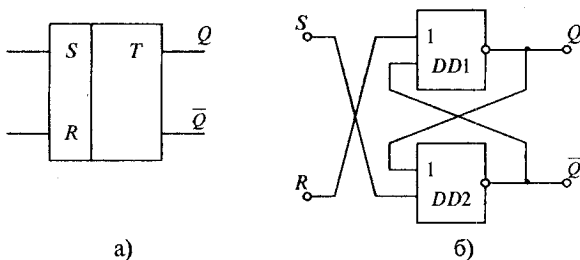


Рис. 74. Умовне позначення RS -тригера (а) та його схема (б) на логічних елементах АБО-НЕ

При поданні імпульсу напруги (логічної одиниці) на вхід S і відсутності імпульсу напруги (логічний нуль) на вході R , на виходах логічних елементів АБО-НЕ отримаємо логічну одиницю $Q = 1$ (вихід DD1) і логічний нуль $\bar{Q} = 0$ (вихід DD2). Ця інформація (напруги)

через зворотні зв'язки поступає на входи логічних елементів, внаслідок чого встановлюється стійкий стан рівноваги, який змінюється тільки при зміні інформації на вході S .

Якщо RS -тригер виконано на логічних елементах І—НЕ (рис. 75), то в цьому випадку $Q = 1$ за умови відсутності імпульсу на одиничному вході $\bar{S} = 0$. Такі тригери відносяться до тригерів з інверсним входом, тобто на входи потрібно подавати сигнали, протилежні до вказаних (на одиничний вхід — нуль, а на нульовий вхід — одиницю).

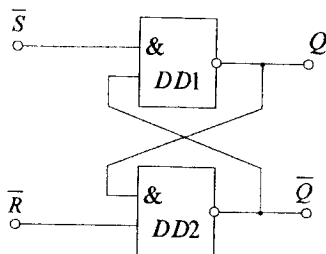


Рис. 75. Схемна реалізація RS -тригера на логічних елементах І—НЕ

13.2. D-ТРИГЕРИ

D-тригери (рис. 76) мають один інформаційний вхід D і один синхронізуючий вхід C .

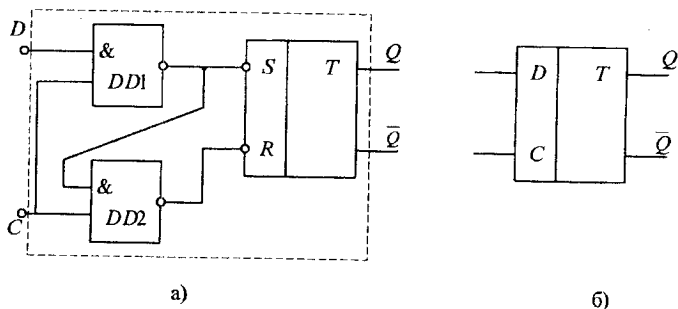


Рис. 76. Схемна реалізація (а) та схемне зображення (б) D -тригера

Вхідні сигнали через логічний пристрій ($DD1$ і $DD2$) проходять на входи тригера \bar{S} і \bar{R} тільки за умови наявності синхронізуючого сигналу на вході $C = 1$. При відсутності такого сигналу логічні елементи І—НЕ ($DD1$ і $DD2$) закриті й наявність сигналу на вході D не змінює

стану тригера. За умови, що на входи D і C подається логічна одиниця $D = 1$ і $C = 1$, на виході DD1 встановлюється «0» і в тригері записується інформація, яка існувала на вході D , тобто $Q = 1$. Такі тригери відносять до класу тригерів із затримкою часу, коли запис інформації відбувається за наявності дозволяючого (синхронізуючого) імпульсу.

13.3. JK-ТРИГЕРИ

JK-тригери (рис. 77, а) відносяться до класу універсальних. У такому тригері інформаційні входи J і K є аналогічними до входів R і S у RS -тригері, а C — синхронізуючий вхід. При поданні імпульсу (логічної одиниці) на вхід ($J = 1$) тригер встановлюється в один із станів з $Q = 1$ або $Q = 0$. При одночасному поданні логічної одиниці на оба входи ($J = 1$ і $K = 1$) тригер змінює попередній стан на протилежний.

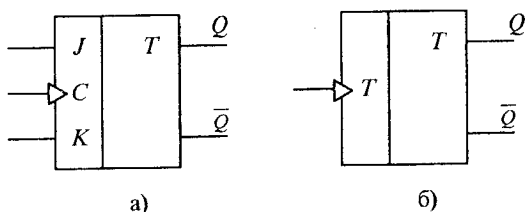


Рис. 77. Схеми зображення JK-тригера (а) та T-тригера (б)

Окремо виділяють T -тригери (рис. 77, б), які мають тільки один вхід (лічильний). Кожного разу при поданні вхідного сигналу такий тригер змінює свій стан на протилежний.

13.4. ТРИГЕР ШМІТТА

Тригер Шмітта (рис. 78), або пороговий пристрій виконано на базі операційного підсилювача з додатним зворотним зв'язком й характеризується гістерезисною передатною характеристикою.

Перемикання схеми (зміна полярності вихідної напруги ОП) здійснюється за умови рівності вхідної напруги на інвертувальному вході та напруги спрацювання на неінвертувальному вході $u_{\text{вх}} = U_{\text{сп}}$, значення якої визначається

$$U_{\text{сп}} = E_{\text{оп}} + \frac{U_{\text{вих.макс}}^+ - E_{\text{оп}}}{R_2 + R_3} R_2,$$

де $E_{\text{оп}}$ — опорна напруга.

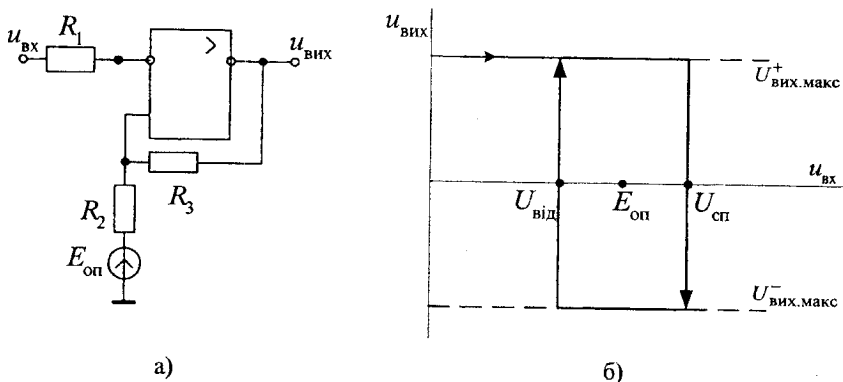


Рис. 78. Схема тригера Шмітта (а) та його передатна характеристика (б)

При зменшенні напруги $u_{\text{вх}}$ до значення, що дорівнює $U_{\text{від}}$, ОП повертається у попередній стан ($u_{\text{вих}} = U_{\text{вих.макс}}^-$). Значення напруги відсіку $U_{\text{від}}$ визначається за виразом:

$$U_{\text{від}} = E_{\text{оп}} - \frac{\left| (U_{\text{вих.макс}}^- + E_{\text{оп}}) \right|}{R_2 + R_3} R_2.$$

Враховуючи, що $U_{\text{від}} < U_{\text{сп}}$, передатна характеристика такого ОП є гістерезоподібною, а перехід від додатного значення вихідної напруги до від'ємного є стрибкоподібним, то таку схему відносять до класу тригерів.

ПРИКЛАДИ ДО РОЗДІЛУ

Задача 13.1. Визначити стан прямого виходу Q асинхронного RS-тригера на елементах АБО-НЕ, якщо на вхід S подано сигнал логічного нуля, а на вхід R — сигнал логічної одиниці.

Розв'язок: Оскільки на вхід R асинхронного RS-тригера на елементах АБО-НЕ подано сигнал логічної одиниці, то на прямому виході Q матимемо сигнал логічного нуля. Як видно зі схеми асинхронного RS-тригера на елементах АБО-НЕ, вхід R є входом елемента АБО-НЕ, виходом якого є прямий вихід Q тригера. Тому, у випадку сигналу логічної одиниці на одному з входів елемента АБО-НЕ на виході цього елемента, завжди буде логічний нуль. Отже стан прямого виходу асинхронного RS-тригера відповідає логічному нулю.

Задача 13.2. Визначити стан прямого виходу синхронного D-тригера, якщо на вхід D подано сигнал логічного нуля, а на вхід C — сигнал логічної одиниці.

Розв'язок: Розглянемо цю задачу з використанням схемної реалізації D-тригера, поданої на рис.76, а. У випадку заданої комбінації сигналів на виході логічного елемента I—HE (DD1) матимемо сигнал логічної одиниці, а на виході елемента I—HE (DD2) — сигнал логічного нуля. Далі ці сигнали подаються відповідно на входи \bar{S} та \bar{R} RS-тригера на елементах I—HE. Отож, на прямому виході цього елемента отримаємо сигнал логічного нуля.

Задача 13.3. Складіть таблицю станів для асинхронного RS-тригера на логічних елементах I—HE.

Розв'язок: Під час складання таблиці станів необхідно враховувати те, що у випадку сигналу логічної одиниці на одному з входів елемента I—HE, на виході цього елемента матимемо сигнал логічного нуля.

Таблиця станів для асинхронного RS-тригера на елементах I—HE:

\bar{S}	\bar{R}	Q	\bar{Q}
0	0	Заборонена комбінація	
0	1	1	0
1	0	0	1
1	1	0	1

Задача 13.4. Визначте напруги спрацювання та відсіку для тригера Шмітта, якщо його схема має такі параметри: $R_2 = 10 \text{ кОм}$;

$R_3 = 20 \text{ кОм}$; $U_{\text{вих.макс}}^+ = 11,5 \text{ В}$; $U_{\text{вих.макс}}^- = -11,5 \text{ В}$; $E_{\text{оп}} = 5 \text{ В}$.

Розв'язок: Напругу спрацювання тригера визначаємо з виразом

$$U_{\text{сп}} = E_{\text{оп}} + \frac{U_{\text{вих.макс}}^+ - E_{\text{оп}}}{R_2 + R_3} R_2 = 7,17 \text{ В.}$$

Напруга відсіку дорівнює

$$U_{\text{від}} = E_{\text{оп}} - \frac{\left| (U_{\text{вих.макс}}^- + E_{\text{оп}}) \right|}{R_2 + R_3} R_2 = 2,83 \text{ В.}$$

ЗАПИТАННЯ ДЛЯ САМОПЕРЕВІРКИ

1. У чому полягає особливість тригерних схем?
2. Поясніть призначення логічних пристроїв керування.
3. Яка відмінність між асинхронними і синхронними тригерами?
4. Назвіть основні типи тригерів.
5. Як розуміти одиничний і нульовий вхід тригера?
6. Поясніть відмінність між RS-тригером і JK- тригером.
7. На чому базується робота тригера Шмітта?
8. Чим визначається напруга перемикавання в тригері Шмітта?
9. Чи можна змінювати величину напруг спрацювання та відсіку в тригері Шмітта?
10. Де використовують тригерні елементи?

ЗАДАЧІ НА САМОСТІЙНЕ ОПРАЦЮВАННЯ

- 13.1с. Визначити стан інверсного виходу \bar{Q} асинхронного RS-тригера на елементах АБО-НЕ, якщо на вхід S подано сигнал логічної одиниці, а на вхід R – сигнал логічного нуля.
(Відповідь: 0).
- 13.2с. Визначити стан прямого виходу синхронного D-тригера, якщо на інформаційний вхід D і на синхронізуючий вхід C подано сигнали логічної одиниці.
(Відповідь: 1).
- 13.3с. На синхронізуючому вході C синхронного D-тригера сигнал логічного нуля. Визначити стан інверсного виходу \bar{Q} тригера, якщо на його інформаційному вході S сигнал логічної одиниці.
(Відповідь: 1).
- 13.4с. Визначити стан прямого виходу Q асинхронного RS-тригера на логічних елементах І-НЕ, якщо на вхід \bar{S} подано сигнал логічного нуля, а на вхід \bar{R} – сигнал логічної одиниці.
(Відповідь: 1).

- 13.5с. Стан прямого виходу $Q = 1$ асинхронного RS-тригера на логічних елементах АБО-НЕ. Як змінити стан прямого виходу тригера на протилежний? Відповідь обґрунтувати.
(Відповідь: $R = 1$).
- 13.6с. Як змінити стан інверсного виходу $\bar{Q} = 0$ асинхронного RS-тригера на логічних елементах І-НЕ на протилежний? Відповідь обґрунтувати.
(Відповідь: $S = 1$).
- 13.7с. Стан прямого виходу JK-тригера $Q = 1$. Визначте стан цього виходу, якщо на входах $J=K$ сигнал логічної одиниці, і на вхід C подано сигнал логічної одиниці.
(Відповідь: 0).
- 13.8с. Визначте частоту вихідного сигналу T-тригера, якщо частота вхідного сигналу 100кГц. Відповідь обґрунтуйте.
(Відповідь: 50 кГц).
- 13.9с. Чи зміниться стан прямого виходу JK-тригера, якщо на його входах $J=K$ сигнал логічного нуля, а на вхід C подано сигнал логічної одиниці. Відповідь обґрунтуйте.
(Відповідь: не зміниться).
- 13.10с. Визначте напруги спрацювання та відсіку для тригера Шмітта, якщо його схема має такі параметри: $R_2 = 20 \text{ кОм}$; $R_3 = 36 \text{ кОм}$; $U_{\text{вих.макс}}^+ = 12 \text{ В}$; $U_{\text{вих.макс}}^- = -12 \text{ В}$; $E_{\text{оп}} = 4 \text{ В}$.
(Відповідь: $U_{\text{сп}} = 6,86 \text{ В}$; $U_{\text{від}} = 1,14 \text{ В}$)

ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ІНФОРМАЦІЇ

Після вивчення та опрацювання цього розділу студенти повинні знати основи двійкової системи числення (біт, байт), формування двійкового слова та вміти записувати десяткові числа в восьми- чи шістнадцятирозрядному коді. Знати принцип роботи аналого-цифрових і цифрово-аналогових перетворювачів інформації. Вміти визначати значення величини, записаної в цифровому коді.



План (логіка) викладу матеріалу

14.1. Аналогово-цифрові перетворювачі

14.2. Цифрово-аналогові перетворювачі

Ключові терміни та поняття:

▲ перетворювач інформації, ▲ аналого-цифровий перетворювач, ▲ цифро-аналоговий перетворювач, ▲ біт, ▲ байт, ▲ двікове слово, ▲ розряд, ▲ система числення, ▲ квантування, ▲ матриця опорів, ▲ опорна напруга

Широке використання мікропроцесорної та комп'ютерної техніки в системах автоматичного керування та управління технологічними процесами вимагає наявності пристроїв перетворення інформації. Сигнали керування формуються відповідними аналоговими рівнями напруг, а оброблення інформації здійснюється в цифровій формі у двійковій системі числення.

Одиниця цифрової інформації — один * **біт** — це однорозрядне двійкове число, яке приймає значення 1 (наявність інформації) або 0 (відсутність інформації). Сукупність бітів складає * **слово**, яке й обробляється цифровим пристроєм. Довжина слова даних є фіксована й характеризується розрядністю, що визначається кількістю біт у слові. Типовими є слова довжиною 4, 8, 12 і 16 розрядів. Восьмибітове слово називають * **байтом**.

Наприклад, структура 16-бітового двійкового слова має такий вигляд, як це показано на рис. 79:

Поділ слова на байти дає змогу подану двійковим словом інформацію записати в іншій системі числення, наприклад, шістнадцяткової. Запис числа у різних системах подано у табл. 6.

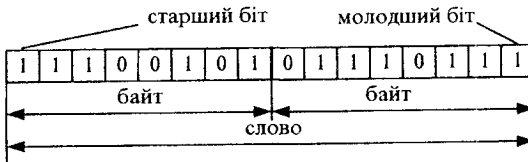


Рис. 79. Формування двійкового слова

Таблиця 6

Подання числа в різних системах числення

Десяткове число	Двійкове число	Шістнадцяткове число	Десяткове число	Двійкове число	Шістнадцяткове число
0	0000	0	8	1000	8
1	0001	1	9	1001	9
2	0010	2	10	1010	A
3	0011	3	11	1011	B
4	0100	4	12	1100	C
5	0101	5	13	1101	D
6	0110	6	14	1110	E
7	0111	7	15	1111	F

Саме тому, на практиці виділяють два типи основних перетворювачів інформації — *аналого-цифрові перетворювачі* (АЦП) і *цифрово-аналогові перетворювачі* (ЦАП).

14.1. АНАЛОГОВО-ЦИФРОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

АЦП реалізують за різними принципами роботи. Основним моментом є квантування сигналу, тобто представлення аналогової величини через її дискретні значення (рис. 80), а потім запис в двійковій системі числення. Для більшої адекватності квантування час дискретизації вибирають найменшим.

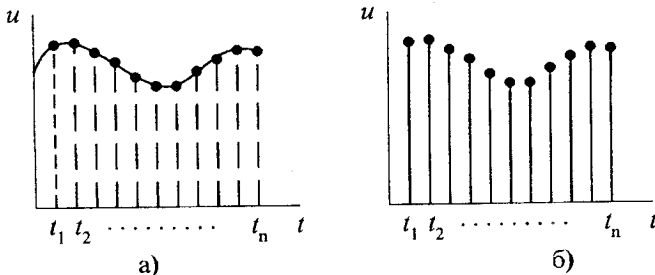


Рис. 80. Представлення аналогового сигналу його дискретними значеннями

Найпоширеніший АЦП, функційна схема якого містить компаратор, цифровий автомат (ЦА) і мікросхему ЦАП, зображено на рис. 81.

Під час запуску схеми ЦА виробляє послідовність цифр у двійковому коді, які подаються на вхід ЦАП, вихідний сигнал якого змінюється відповідно. Значення цього сигналу порівнюється компаратором із аналоговим сигналом $u_{\text{вх}}$, який подається на другий вхід компаратора. Якщо ці напруги однакові, компаратор видає сигнал на зупинку ЦА, на виході якого й фіксується значення вхідного сигналу в двійковому коді запису.

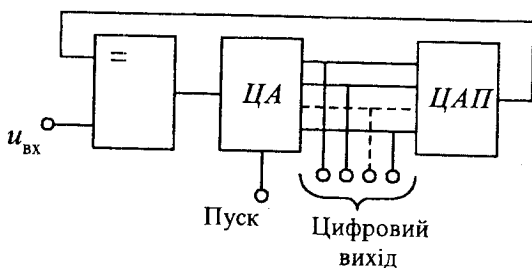


Рис. 81. Функційна схема АЦП

14.2. ЦИФРОВО-АНАЛОГОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

Основними компонентами ЦАП є матриця опорів, пристрій уводу-виводу і операційний підсилювач. На рис. 82 зображено схему простого ЦАП, який перетворює вхідну цифрову інформацію в аналоговий сигнал на основі зміни коефіцієнта підсилення ОП. Входи такого ЦАП відповідають чотирирозрядному числу 2^0 , 2^1 , 2^2 , 2^3 і для кожного входу отримуємо коефіцієнти передачі

$$K_0 = -\frac{R_1}{R}; \quad K_1 = -\frac{2R_1}{R}; \quad K_2 = -\frac{4R_1}{R}; \quad K_3 = -\frac{8R_1}{R}.$$

На вхід ОП подається опорна напруга $U_{\text{оп}}$ через ключі $S_0 \div S_3$ і залежно від їх положення (замкнені чи розімкнені) визначається напруга на виході підсилювача

$$U_{\text{вих}} = -U_{\text{оп}}(K_0 + K_1 + K_2 + K_3) = -U_{\text{оп}} \frac{R_1}{R} (S_0 + 2S_1 + 4S_2 + 8S_3).$$

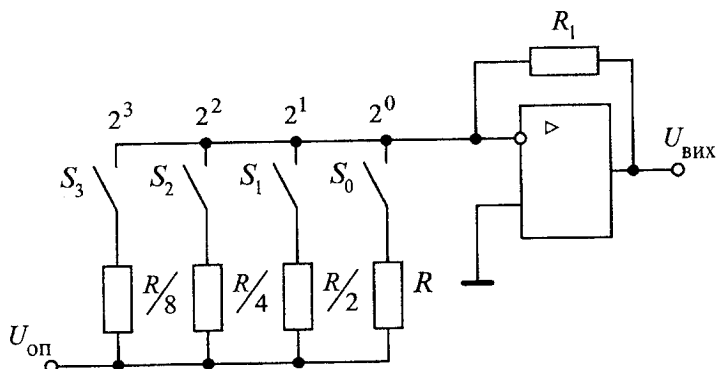


Рис.82. Схема простого ЦАП із матрицею опорів

Безперечно, для зменшення похибки перетворення необхідно збільшувати розрядність входу ЦАП. Величину $U_{\text{оп}} \frac{R_1}{R}$ називають напругою, що відповідає «вазі» найнижчого розряду.

В загальному випадку при поданні вхідного слова вихідна напруга ЦАП визначається за виразом $U_{\text{вих}} = \sum_{i=1}^n S_i \frac{U_{\text{оп}}}{2^i}$, де $S = 1$ за наявності сигналу на відповідному розряді і $S = 0$ за його відсутності.

В даний час ЦАП випускаються як мікросхеми серії 301НР3-301НР6 з коефіцієнтом поділу 1/2048 (рис. 83).

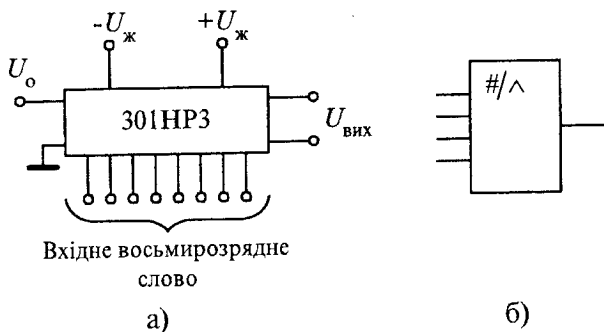


Рис. 83. Мікросхема ЦАП (а) і її графічне позначення (б)

Перетворювачі інформації характеризуються:

- похибкою при квантуванні аналогового сигналу $\theta = x - N\Delta x$, де N — числове значення величини x , Δx — крок квантування;
- швидкістю перетворення інформації;
- діапазоном зміни вхідної величини.

ПРИКЛАДИ ДО РОЗДІЛУ

Задача 14.1. Визначити значення аналогового сигналу на виході ЦАП, якщо на його вхід подається восьмирозрядне слово 11001011. Опорна напруга дорівнює $U_{оп} = 10$ В.

Розв'язок: Для визначення значення вихідної напруги використаємо поданий вираз $U_{вих} = \sum_{i=1}^n S_i \frac{U_{оп}}{2^i}$.

$$U_{вих} = 1 \frac{10}{2^1} + 1 \frac{10}{2^2} + 0 \frac{10}{2^3} + 0 \frac{10}{2^4} + 1 \frac{10}{2^5} + 0 \frac{10}{2^6} + 1 \frac{10}{2^7} + 1 \frac{10}{2^8} = 7,93 \text{ В}$$

Задача 14.2. Визначити необхідну величину опорної напруги $U_{оп}$ в схемі чотирирозрядного ЦАП з умови максимальної напруги на виході ОП $U_{вих.макс.} = 10$ В. Опір резистора в ланці зворотного зв'язку $R_1 = 10$ кОм, а опір елемента матриці опорів $R = 30$ кОм.

Розв'язок. Максимальна напруга на виході ЦАП буде за умови, коли всі ключі матриці опорів будуть замкнені. Тобто, використовуючи вираз для вихідної напруги ЦАП, отримаємо $U_{вих.макс} = -\frac{15R_1}{R} U_{оп}$.

$$\text{Звідки знаходимо } |U_{оп}| = \frac{R}{15R_1} U_{вих.макс} = \frac{30 \cdot 10^3 \cdot 10}{15 \cdot 10 \cdot 10^3} = 2 \text{ В}$$

ЗАПИТАННЯ ДЛЯ САМОПЕРЕВІРКИ

1. Як називається одиниця інформації?
2. В якій формі подається цифрова інформація?
3. Чим визначається розрядність слова?
4. Назвіть основні системи числення, що використовуються в цифровій техніці.
5. Поясніть необхідність використання перетворювачів інформації?
6. Які є основні види перетворювачів інформації?

7. Назвіть основні компоненти схем перетворювачів інформації.
8. Для чого потрібно квантувати аналоговий сигнал?
9. Поясніть роботу АЦП.
10. Чим визначається розрядність числа в ЦАП?
11. Поясніть принцип роботи ЦАП.
12. Чим визначається похибка перетворювачів інформації?

ЗАДАЧІ НА САМОСТІЙНЕ ОПРАЦЮВАННЯ

- 14.1с. Визначити значення аналогового сигналу на виході ЦАП, якщо на його вхід подається чотирирозрядне слово 1011. Опорна напруга дорівнює $U_{оп} = 10$ В.
- (Відповідь: 6,875 В).
- 14.2с. Визначити необхідну величину опорної напруги $U_{оп}$ в схемі восьмирозрядного ЦАП з умови максимальної напруги на виході ОП $U_{вих.макс} = -10$ В. Опір резистора в ланці зворотного зв'язку $R_1 = 10$ кОм, а опір елемента матриці опорів $R = 1$ МОм.
- (Відповідь: 3,92 В).
- 14.3с. У чотирирозрядного ЦАП опір резистора в ланці зворотного зв'язку $R_1 = 10$ кОм, а опір елемента матриці опорів $R = 60$ кОм. Визначити вихідну напругу ЦАП, якщо опорна напруга $U_{оп} = 4$ В, а на вхід подано чотирирозрядне слово 1001.
- (Відповідь: -6 В).
- 14.4с. Визначити опір елемента матриці опорів ЦАП, якщо опір резистора в ланці зворотного зв'язку $R_1 = 20$ кОм, опорна напруга $U_{оп} = 1,4$ В. Вихідна напруга ЦАП $U_{вих} = -9,33$ В відповідає чотирирозрядному слову на вході 1110.
- (Відповідь: 42 кОм).
- 14.5с. Чотирирозрядний цифро-аналоговий перетворювач реалізовано на базі ОП 153УД5. Визначити опорну напругу ЦАП, якщо опір резистора в ланці зворотного зв'язку $R_1 = 12$ кОм, а опір елемента матриці опорів $R = 24$ кОм.
- (Відповідь: 1,6 В).
- 14.6с. Визначити напругу, що відповідає вазі наймолодшого розряду двійкового слова чотирирозрядного ЦАП, якщо опорна напруга

$U_{\text{оп}} = 2,4 \text{ В}$, опір резистора в ланці зворотного зв'язку $R_1 = 10 \text{ кОм}$, а опір елемента матриці опорів $R = 30 \text{ кОм}$.

(Відповідь: $0,8 \text{ В}$).

14.7с. На вхід восьмирозрядного ЦАП подано двійкове слово 10010111. Визначити вихідну напругу ЦАП, якщо вага наймолодшого розряду становить 45 мВ .

(Відповідь: $-6,795 \text{ В}$).

14.8с. Вихідна напруга чотирирозрядного ЦАП $U_{\text{вих}} = -4 \text{ В}$, визначити значення двійкового слова на вході ЦАП, якщо вага наймолодшого розряду $0,8 \text{ В}$.

(Відповідь: 0101).

14.9с. Визначити опір елемента матриці опорів восьмирозрядного ЦАП, якщо вага наймолодшого розряду 50 мВ , опір резистора в ланці зворотного зв'язку $R_1 = 10 \text{ кОм}$, опорна напруга $U_{\text{оп}} = 4 \text{ В}$.

(Відповідь: 800 кОм).

14.10с. Цифро-аналоговий перетворювач реалізовано на ОП 544УД1. Визначити розрядність ЦАП, якщо опорна напруга $U_{\text{оп}} = 2 \text{ В}$, опір резистора в ланці зворотного зв'язку $R_1 = 10 \text{ кОм}$, а опір елемента матриці опорів $R = 510 \text{ кОм}$.

(Відповідь: восьмирозрядний).

ІНТЕГРАЛЬНІ СХЕМИ



Студенти, опрацювавши даний розділ, повинні пояснити основи створення інтегральних схем і особливості їх технологічного виконання. Знати принцип маркування мікросхем, а також вміти вибирати їх для практичного використання.

Ключові терміни та поняття:

▲ інтегральна схема, ▲ напівпровідникова ІС, ▲ гібридна ІС, ▲ середня ІС, ▲ велика ІС, ▲ надвелика ІС, ▲ функціональна ознака ІС, ▲ класифікація ІС

Швидкі темпи розвитку електроніки привели до створення *інтегральних схем* (ІС чи мікросхем). Такі ІС може містити до 10000 елементів в 1 см^3 , що дає змогу реалізувати складні функціональні схеми. У мікросхемах реалізують усі напівпровідникові елементи, а також резистори та конденсатори (використовується ємність p - n -переходів). Технологічно не можна реалізувати тільки індуктивність, тому усі ІС виготовляють без індуктивності й відповідно без трансформаторів.

За технологією виготовлення вони поділяються на напівпровідникові та гібридні.

Напівпровідникові (монолітні) ІС виробляють на спільній для всіх елементів напівпровідниковій основі (рис. 84), переважно — це багатокристальний кремній. При такій технології всі елементи формуються в одному технологічному циклі. Використання ІС дає змогу уникнути шкідливої роботи (паяння окремих елементів) й разом з тим забезпечити надійність схем. Основна перевага — це мала споживана потужність (до 200 мВт, а для логічних ІС — до 100 мкВт), а також висока тривалість роботи — до 10^8 годин. Крім того, досягається значне зменшення габаритів і вартості готової продукції.

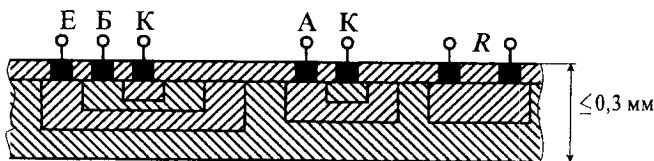


Рис. 84. Приклад структури напівпровідникової ІС

Гібридні ІС характеризуються тим, що пасивні елементи реалізують за допомогою плівок (золотих чи алюмінієвих), які наносяться на монолітну схему. При такій технології для ІС використовують МДН-транзистори, що дозволяє отримати їх швидкодію до 20 наносекунд.

Функціональна можливість ІС визначається кількістю активних елементів (насамперед транзисторів). Для прикладу, на рис. 85 зображено електричну схему простої мікросхеми ОП 140УД1.

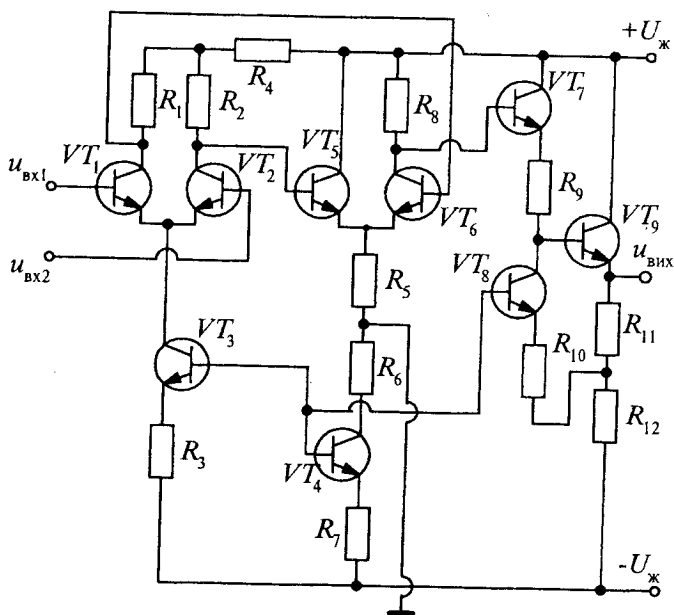


Рис. 85. Електрична схема мікросхеми ОП 140УД1

Тому ІС поділяють відповідно до кількості інтегрованих елементів (табл. 7).

Таблиця 7

Класифікація інтегральних схем

ІС	Кількість елементів	Літерне позначення
Проста	≤ 10	ІС
Середня	$10 \leq 100$	СІС
Велика	$100 \leq 1000$	ВІС
Надвелика	≥ 1000	НВІС

ІС характеризуються механічною стійкістю, діапазоном робочих температур, надійністю (108 годин безперебійної роботи), малою споживаною потужністю (до 200 мВт). Крім того, залежно від функціонального призначення ІС, подаються такі параметри:

- ⇒ *лінійно-імпульсні ІС* — коефіцієнт підсилення за напругою, вхідний і вихідний опори, максимальне значення вихідної напруги, межі частотного діапазону;
- ⇒ *логічні ІС* — вхідна та вихідна напруги, швидкодійність.

Маркування (класифікація) ІС здійснюється відповідно до прийнятої системи позначень й складається з чотирьох елементів:

- 1-й елемент* — цифра, що вказує на тип ІС (1, 5, 7) — напівпровідникові; 2, 4, 6, 8 — гібридні; 3 — інші);
- 2-й елемент* — дві або три цифри, які вказують на номер серії ІС, що виготовляється;
- 3-й елемент* — дві літери, які вказують на функціональне призначення ІС (табл. 8). Перша літера вказує на призначення ІС, а друга уточнює її спеціалізацію;
- 4-й елемент* — цифра, що відповідає порядку номеру ІС, з функціональною ознакою у цій серії.

Наприклад: 283ЕН4 — стабілізатор напруги на базі гібридної ІС 83 серії.

Як додаткова інформація п'ятим елементом позначення може бути літера, яка вказує на розкид параметрів ІС в межах серії, наприклад: 123НД6А — напівпровідникова ІС набір діодів серії 23, типу А. Для безкорпусних ІС через дефіс подається цифра, яка вказує на конструктивні особливості мікросхеми (1 — з гнучкими виводами; 2 — з паукоподібними; 3 — з жорсткими виводами; 4 — з нерозділеними; 5 — виводами, наклеєними на плівці; 6 — без виводів). Наприклад: 140МФ8-3 — напівпровідникова ІС, фазовий модулятор, серії 40 з жорсткими виводами.

Для ІС широкого вжитку на початку умовного позначення ставиться літера К. Після неї може йти друга літера, яка вказує на тип корпусу мікросхеми (П — пластмасовий; К — керамічний; Б — без корпусу). Наприклад: КП140УД7 — напівпровідникова ІС у пластмасовому корпусі, операційний підсилювач, серії 40.

Таблиця 8

Функціональні ознаки інтегральних схем

Назва мікросхеми	Літерне позначення	Функціональне призначення	Літерне позначення
1	2	3	4
Формувач сигналу	А	Імпульси прямокутної форми	Г
		Імпульси спеціальної форми	Ф
Схема затримки	Б	Пасивна	М
		Активна	Р
Генератор сигналу	Г	Гармонійного сигналу	С
		Прямокутного сигналу	Г
		Лінійно-змінного сигналу	Л
		Сигналів спеціальної форми	Ф
Детектор	Д	Амплітудний	А
		Частотний	С
		Фазовий	Ф
Джерело живлення	Е	Випростувальне	Б
		Стабілізатор напруги	Н
		Стабілізатор струму	Т
Дискретний пристрій	І	Регістр	Р
		Суматор	М
		Лічильник	Е
		Шифратор	В
		Дешифратор	Д
Комутатор	К	Напруги	Н
		Струму	Т
Логічний елемент	Л	Елемент І-НЕ	А
		Елемент АБО-НЕ	Е
		Елемент І	І
		Елемент АБО	Л
		Елемент НЕ	Н
		Елемент І-АБО	С
Модулятор	М	Амплітудний	А
		Частотний	С
		Фазовий	Ф
		Імпульсний	І

1	2	3	4
Набір елементів	Н	Діоди	Д
		Транзистори	Т
		Резистори	Р
		Конденсатори	Е
Перетворювач інформації	П	Частоти	С
		Напруги	Н
		Код-аналог	А
		Аналог-код	В
Елемент запам'ятовувального пристрою	Р	Матриця нагромаджувальна: ОЗП	М
		ПЗП	В
Схема порівняння	С	Амплітуди	А
		Часу	В
		Частоти	С
		Фази	Ф
Тригер	Т	Типу JK	В
		RS	Р
		D	М
		T	Т
		Шмітта	Л
Підсилювач	У	Високої частоти	В
		Низької частоти	Н
		Постійного струму	Т
		Операційний	Д
Фільтр		Верхніх частот	В
		Нижніх частот	Н
		Смуговий	Е
Багатофункціональні схеми	Ч	Аналогові	А
		Цифрові	Л

ПРИКЛАДИ ДО РОЗДІЛУ

Задача 15.1. Вказати призначення мікросхеми, на корпусі якої такий напис — КБ84ГЛ4-3.

Розв'язок: Відповідно до стандарту маркування ІС отримуємо, що це мікросхема широкого вжитку, безкорпусна, з жорсткими виводами, номер серії — 84. Функційне призначення її — генератор лінійно-змінного сигналу.

Задача 15.2. Електрична схема пристрою містить дві мікросхеми: 548ЛІ4 і 548ЛІ6. Вказати функційне призначення пристрою.

Розв'язок: Відповідно до маркування — це дві логічні мікросхеми: логічний елемент І та логічний елемент АБО. Таким чином, вказаний пристрій виконує функцію логічного елемента І-АБО.

Задача 15.3. Для практичної реалізації стабілізованого джерела живлення, що містить випростувач і стабілізатор напруги необхідно вибрати відповідні мікросхеми.

Розв'язок: Якщо в умові задачі не вказано додаткових вимог до джерела живлення, то можна вибрати мікросхеми широкого вжитку з відповідними функційними призначеннями: для випростувача — К189ЕБ4 і для стабілізатора — К183ЕН6.

ЗАПИТАННЯ ДЛЯ САМОПЕРЕВІРКИ

1. Поясніть поняття інтегральної схеми.
2. Як поділяються ІС за кількістю елементів?
3. Чи всі елементи напівпровідникової електроніки можна реалізувати в інтегральних схемах?
4. Як поділяються мікросхеми за технологією виготовлення?
5. Наведіть основні характеристики ІС.
6. Вкажіть основні переваги мікросхем для практичного використання.
7. Що можна віднести до недоліків ІС?
8. Який принцип маркування мікросхем?
9. Яку інформацію несе літера К, якщо з неї починається маркування мікросхеми?

ЗАДАЧІ НА САМОСТІЙНЕ ОПРАЦЮВАННЯ

15.1с. В електричному пристрої використано мікросхему 136ТР1. Вказати призначення даної мікросхеми і пояснити, за якою ознакою визначається спеціалізація.

(Відповідь: RS-тригер).

15.2с. Яке функціональне призначення пристрою, схемотехнічне рішення якого реалізовано на базі мікросхеми 117УН2А. Пояснити визначення спеціалізації мікросхеми.

(Відповідь: підсилювач низької частоти).

- 15.3с. В електричному пристрої вийшла з ладу мікросхема 523ЕН6А. Чи можна її замінити мікросхемою 523ЕТ6А? Дати пояснення.
(Відповідь: не можна).
- 15.4с. Принципова електрична схема мікросхеми 583Л2 містить понад 150 елементів. До якого класу відносять таку мікросхему? Дати пояснення.
(Відповідь: велика мікросхема).
- 15.5с. Мікросхема 140УД1 містить 21 елемент. До якого класу мікросхем належить ця мікросхема? Подати пояснення.
(Відповідь: середнього).
- 15.6с. В пристрої вийшла з ладу мікросхема К131ТМ2. Чи можна її замінити мікросхемою 130ТВ1? Дати пояснення.
(Відповідь: можна).
- 15.7с. Електронний пристрій містить дві мікросхеми 514ЛЛ2 і 532ЛН1, з яких одна вийшла. Чи можна їх функцію замінити однією мікросхемою 183ЛЕ1? Дати пояснення.
(Відповідь: можна).
- 15.8с. Для схемотехнічної реалізації системи керування запропоновано використати мікросхеми, призначення яких – генератори сигналу. Яку літеру, що уточнює її спеціалізацію, повинна мати мікросхема, якщо відомо, що її призначення – змінювати напругу за лінійним законом.
(Відповідь: Л).
- 15.9с. Вказати, яке правильне літерне позначення (ГС, ГГ, ГФ) для реалізації генератора прямокутних імпульсів.
(Відповідь: ГГ).
- 15.10с. Вказати, яке з поданих БМ, ЕБ, ІМ) відноситься до цифрових мікросхем. Подати пояснення.
(Відповідь: ІМ).

КОМПОНЕНТИ МІКРОПРОЦЕСОРІВ



Після вивчення та опрацювання даного розділу студенти повинні пояснити структуру мікропроцесорів і загальні принципи роботи. Знати призначення кожної компоненти та їх взаємодію при виконання циклу команди. Вміти оперувати найпростішими командами мікропроцесора.

План (логіка) викладу матеріалу

16.1. Структура мікропроцесорів

16.2. Формування команд

Ключові терміни та поняття:

▲ мікропроцесор, ▲ мікропроцесорна система, ▲ запам'ятовувальний пристрій програми, ▲ запам'ятовувальний пристрій даних, ▲ пристрій вводу-виводу, ▲ тракт, ▲ арифметико-логічний пристрій, ▲ регістр, ▲ лічильник, ▲ пристрій керування, ▲ генератор тактових імпульсів, ▲ шина даних, ▲ шина адрес, ▲ шина керування, ▲ машинний цикл, ▲ цикл команди

★ **Мікропроцесор (МП)** — це пристрій для оброблення цифрової інформації (переміщення, виконання операцій над нею) та керування (визначає, як її обробляти) згідно з записаною програмою, яка зберігається в пам'яті.

Він реалізується однією або декількома мікросхемами високої ступені інтеграції. Так мікропроцесор KP580HK80 містить понад 5000 транзисторів у одному кристалі. Дані й команди, якими оперує МП, подаються в двійковій системі числення.

16.1. СТРУКТУРА МІКРОПРОЦЕСОРІВ

Зазвичай використовують МП сумісно з іншими мікроелектронними пристроями (рис.86), які в сукупності утворюють мікропроцесорну систему.

Основними блоками системи є запам'ятовувальний пристрій програми (ЗПП), запам'ятовувальний пристрій даних (ЗПД), пристрій вводу-виводу (ПУВ). Кожний пристрій виконує свої функції, а саме: ЗПП — зберігає команди, які керують роботою МП, ЗПД — зберігає дані, якими оперує МП, ПУВ — забезпечує увід даних у ЗПД і вивід їх

до зовнішніх пристроїв та приладів. Всі блоки системи охоплені між собою трактом пересилання адрес (ТПА) і трактом пересилання команд та даних (ТПКД). За допомогою ТПА пересилаються адреси команд, які знаходяться в ЗПП. Після їх зчитування вони пересилаються ТПКД в МП для їх виконання. Реалізація МП здійснюється на базі схем, які забезпечують вибір команд з ЗПП, їх дешифрування та виконання.

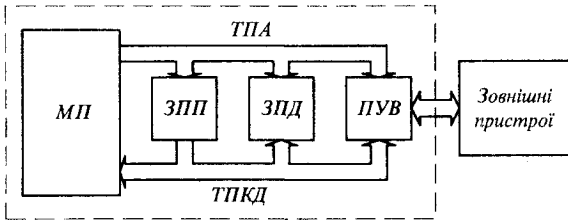


Рис. 86. Структурна схема мікропроцесорної системи

Структурну схему МП показано на рис. 87. МП містить три основні пристрої: арифметико-логічний пристрій (АЛП), регістри даних (РД) і пристрій керування (ПК). Для пересилання даних між ними використовується внутрішня шина даних (ШД).

Робота всіх блоків МП здійснюється за допомогою генератора тактових імпульсів (ГТІ), частота яких визначає швидкість процесора.

АЛП виконує одну з основних функцій мікропроцесора — оброблення даних, а саме операції над двома словами даних (операндами) (табл. 9).

Таблиця 9

Типи та зміст операцій, які виконує АЛП

Тип операції	Позначення	Зміст
Арифметичні	ADD	Додавання
	SUBTRACT	Віднімання
	INCREMENT	Додатний приріст
	DECREMENT	Від'ємний приріст
Логічні	«І» (AND)	Логічне множення
	«АБО» (OR)	Логічне додавання
	«НЕ» (NO)	Заперечення
	(COMPARE)	Порівняння

Регістри використовують для реалізації основних логічних функцій мікропроцесора. МП має шість основних регістрів: стану, буферні, команд, адреси пам'яті, лічильник команд, акумулятор.

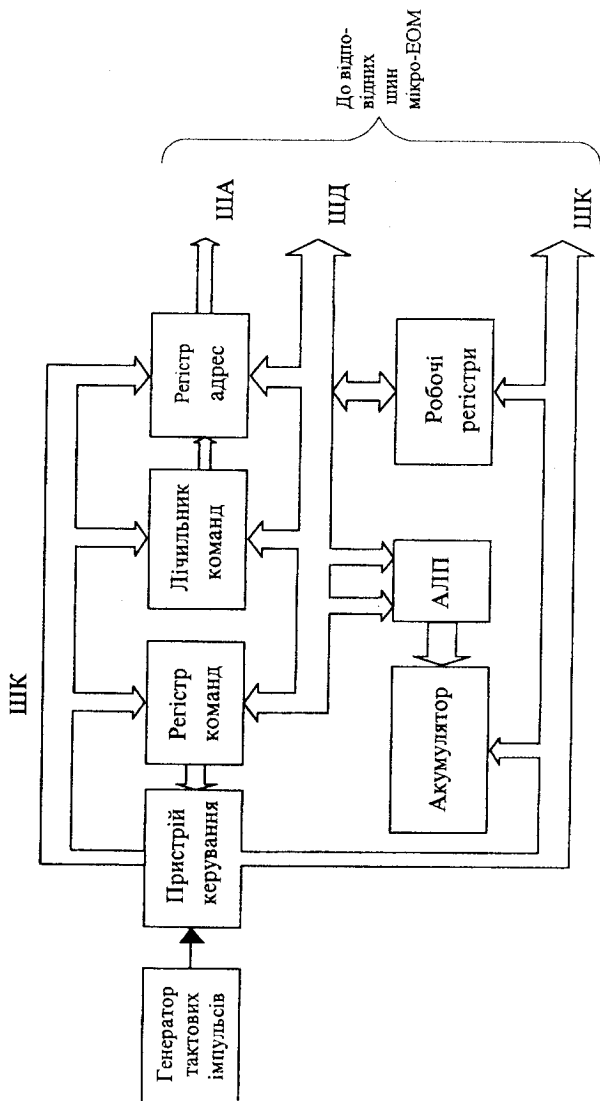


Рис. 87. Структурна схема МП

Акумулятор — це головний реєстр МП при різноманітних діях з даними. Більшість арифметичних і логічних операцій з двома словами даних здійснюється з використанням АЛП і акумулятора. Реєстр стану призначений для зберігання результатів деяких перевірок, які здійснюються під час виконання програми. Розряди реєстра стану приймають те чи інше значення під час виконання операцій, які використовують АЛП і деякі реєстри.

Лічильник команд виконує важливу функцію в МП: стеження за тим, яка команда виконується і яка буде виконуватися наступною. Перед виконанням будь-якої програми лічильник команд необхідно завантажити числом — адресою зони пам'яті, яка містить першу команду програми.

Реєстр адреси пам'яті містить двійкове число — адресу зони пам'яті, яка буде використовувати МП. Вихід цього реєстра називається адресною шиною (ША). Під час виконання підциклу вибірки команди з пам'яті реєстри адреси пам'яті і лічильника команд мають однаковий вміст, тобто вказують на розташування команди, яка зчитується з пам'яті.

Реєстр команд призначений виключно для зберігання поточної виконуваної команди.

16.2. ФОРМУВАННЯ КОМАНД

Робота МП автоматично керується **машинним циклом**. Машинний цикл складається з двох підциклів — **вибірки** і **виконання**. Поточна команда вибирається з пристрою постійної пам'яті (ППП) чи пристрою оперативної пам'яті (ПОП) за адресою, вказаною у реєстрі адреси, і через шину даних (ШД) заноситься в реєстр команд. Перший байт команди, що поступає в реєстр команд, містить код операції, згідно з яким в пристрої керування формуються відповідні сигнали, що пересилаються шиною керування (ШК) і забезпечують виконання команди. Команда може бути одно-, дво- чи трибайтовою. Адресу поточного байта команди вказує лічильник команд, який після вибору кожного наступного байта за допомогою операцій інкременту-декременту збільшує вміст лічильника команд на одиницю.

Часова послідовність тактів, необхідна для вибору команди з пам'яті і її виконання, називається **циклом команди**. **Такт** — це найменший проміжок часу, необхідний для виконання однієї елементарної дії в МП (зсув реєстра, запис в реєстр, перенесення з одного реєстра в інший тощо). Цикл команди складається з машинних циклів, які тривають протягом часу вибору з пам'яті одного байта команди й містять три — п'ять тактів (рис. 88).

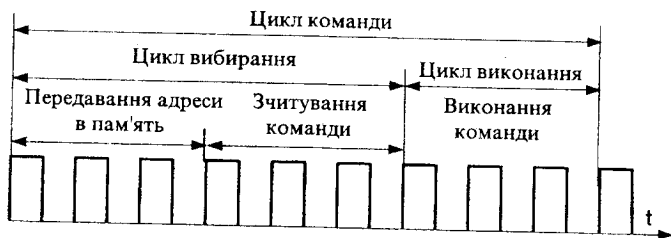


Рис. 88. Структура циклу команди

На початку кожного машинного циклу МП видає на ШД інформацію у восьмирозрядному коді, яка характеризує стан МП. Ця інформація знаходиться на ШД протягом дії сигналу синхронізації, який завжди подається в першому такті будь-якого машинного циклу.

Команда МП — це таке двійкове слово, яке, будучи прочитане МП, змушує його виконувати певні дії. Інші, відмінні від команд, двійкові слова подібних дій в МП не зумовлюють. Довжина команди, як двійкового слова, збігається з довжиною слова даних. Так, довжина слова команди 8-розрядного МП дорівнює 8 біт, а 16-ти розрядного МП — 16 біт. Таке представлення зменшує ймовірність помилки при складанні програми. Будь-яка команда складається з двох частин: коду операції і адреси.

Команда повинна містити інформацію двох видів:

- ❖ повідомляти МП, що робити (виконувати операції додавання, очищення, пересилання, зсуву тощо);
- ❖ вказувати адресу, тобто місцезнаходження в пам'яті оброблюваних даних.

Отже, будь-яка команда мікропроцесора — це багаторозрядне двійкове число, запис якого громіздкий й важко запам'ятовується. За допомогою шістнадцяткової системи числення його можна спростити, проте й ця форма незручна, оскільки не виражає змісту команди. Дану проблему вирішують шляхом застосування мнемонічних позначень — скороченого запису назв команд, тобто використовується спеціальна мова Асемблер. Для порівняння подаємо приклад команди «завантажити до акумулятора МП» у двійковому коді (0011 1010), шістнадцятковому коді (3A) та мнемокоді (LDA — Load to accumulator). Кожен МП має свою систему команд, яка визначається його структурою. Але всі МП мають сегмент функціонально однакових команд, а саме, команди пересилання даних, команди арифметичного та

логічного оброблення даних, команди безумовних та умовних переходів, команди виклику підпрограм та повернення з них. Під час написання програми мовою Асемблера програміст повинен розписати всі переміщення даних та операції над ними по кроках з врахуванням вільних та зайнятих комірок пам'яті, а також передбачити встановлення необхідних зв'язків із зовнішніми пристроями.

Сам по собі МП не є завершеним пристроєм для виконання певних функцій, але його може бути використано для створення мікропроцесорних систем відповідного призначення. Наприклад, широкого застосування набули мікроконтролери — мікро-ЕОМ для реалізації локальних систем керування технологічними процесами та електронними пристроями.

ПРИКЛАДИ ДО РОЗДІЛУ

Задача 16.1. Побудувати трирозрядний лічильник імпульсів на додавання з використанням Т-тригерів.

Розв'язок: Оскільки Т-тригер змінює свій стан на протилежний після кожного подання входного сигналу, на його основі можна побудувати лічильник шляхом їх послідовного увімкнення. Для побудови трирозрядного лічильника необхідно три Т-тригери.

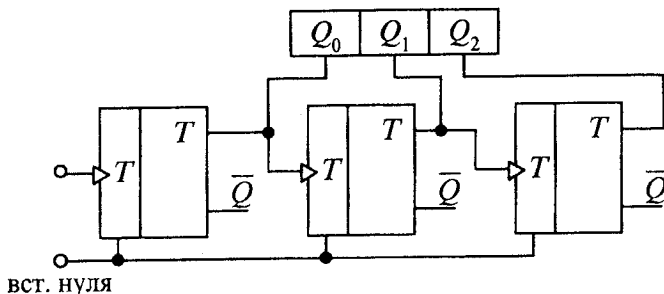


Рис. до задачі 17.1.

Задача 16.2. Визначити стан виходів трирозрядного лічильника на додавання (див. задачу 17.1), якщо після встановлення нуля на його вхід поступило n 'ять імпульсів.

Розв'язок: Для отримання розв'язку складемо таблицю станів виходів лічильника на підставі того, що стан кожного з виходів лічильника змінюється після переходу сигналу на його вході з одиниці на нуль:

Номер імпульсу	Q_2	Q_1	Q_0
1	0	0	1
2	0	1	0
3	0	1	1
4	1	0	0
5	1	0	1

Отже, на виході лічильника записано в двійковому коді 101, що відповідає числу п'ять ($1 \cdot 2^0 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^2 = 5$) в десятковій системі числення.

Задача 16.3. Визначити результат операції ADD, що виконується арифметико-логічним пристроєм (АЛП), якщо за двома адресами вказаними в команді знаходять такі чотирибітові дані 0110 та 0011.

Розв'язок: Операція ADD є операцією арифметичного додавання, тому результат операції визначасмо шляхом додавання двох двійкових слів

$$\begin{array}{r} +0110 \\ 0011 \\ \hline 1001 \end{array}$$

ЗАПИТАННЯ ДЛЯ САМОПЕРЕВІРКИ

1. Яка структура мікропроцесорної системи?
2. Від чого залежить швидкодія мікропроцесора?
3. Яке призначення трактів пересилання адрес і команд?
4. Порівняйте 4-розрядний та 8-розрядний мікропроцесори.
5. Які операції виконує АЛП та їх зміст?
6. Яке призначення регістрів МП?
7. Для чого потрібен машинний цикл?
8. Поясніть структуру та зміст команди мікропроцесора.
9. Які форми запису команд мікропроцесора?

ЗАДАЧІ НА САМОСТІЙНЕ ОПРАЦЮВАННЯ

16.1с. Визначити стан виходів трирозрядного лічильника на додавання (див. задачу 16.1), якщо після встановлення нуля на його вхід поступило чотири імпульси.

(Відповідь: 100).

16.2с. Визначити результат операції ADD, що виконується арифметико-логічним пристроєм, якщо за двома адресами вказаними в команді знаходяться такі чотирибітові дані 1001 та 0101.

(Відповідь: 1110).

- 16.3с.** Визначити результат операції INCREMENT що виконується арифметико-логічним пристроєм, якщо за адресою вказаною в команді знаходиться чотирибітове слово 0101.
(Відповідь: 0110).
- 16.4с.** Арифметико-логічним пристроєм (АЛП) виконується операція DECREMENT. Визначити результат операції, якщо за адресою вказаною в команді знаходить чотирибітове слово 1011.
(Відповідь: 1010).
- 16.5с.** 8-розрядна мікро-ЕОМ має розмір пам'яті 64К. Визначити скільки байт слів може помістити ця пам'ять.
(Відповідь: 65536).
- 16.6с.** 16-розрядна мікро-ЕОМ має розмір пам'яті 32К. Визначити скільки інформації в бітах може помістити ця пам'ять.
(Відповідь: 524288).
- 16.7с.** Визначити розмір пам'яті 4-розрядної мікро-ЕОМ, якщо вона може помістити 65536 біт інформації.
(Відповідь: 16К).
- 16.8с.** Команду МП подано у двійковому коді довжиною три байти: 0011 1010 0000 1000 0000 1000. Встановити, в якому байті записано код операції.
(Відповідь: в першому байті: 0011 1010).
- 16.9с.** Команда мікропроцесора з мнемонічним позначенням JMP (JUMP – перехід) відповідає двійковому коду 11000011. Подайте цю команду у шістнадцятковому коді.
(Відповідь: C3).
- 16.10с.** Команду мікропроцесора “завантажити до акумулятора МП зміст комірки пам'яті” подано у двійковому коді 0011 1010 0000 1000 0000 1000. Записати код адреси комірки пам'яті десятковим числом, якщо перший байт зліва це код операції.
(Відповідь: 2056).

СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ

Вивчивши та опрацювавши цей розділ, студенти повинні пояснити підходи до формування систем керування. Знати структурні схеми фазозсуваючих пристроїв із лінійним і косинусним принципом керування, а також цифрових систем керування. Вміти визначати значення кута керування.



План (логіка) викладу матеріалу

17.1. Лінійний принцип керування

17.2. Косинусний принцип керування

17.3. Широтно-імпульсні перетворювачі

17.4. Цифрові системи керування

Ключові терміни та поняття:

▲ система керування, ▲ принцип керування, ▲ лінійний принцип керування, ▲ косинусний принцип керування, ▲ імпульс керування, ▲ фазозсувальний пристрій, ▲ формувач керувальних імпульсів, ▲ широтно-імпульсний перетворювач, ▲ кут керування, ▲ фазова характеристика

Сучасні енергозберігаючі технології вимагають високоточних систем керування та регулювання, які запускають чи зупиняють електричні машини, здійснюють захист від аварійних режимів, тощо.

*** Система керування (СК)** — це сукупність елементів і пристроїв, які залежно від величини заданої вхідної напруги формують керуючі імпульси необхідної потужності. Вони вирішують такі основні завдання — визначення моментів часу подання сигналу керування та формування керуючих імпульсів. При цьому вони забезпечують реалізацію таких двох основних функцій:

① **Перетворення керуючого сигналу** (напруга, струм, числовий код) у сигнали функції часу.

② **Формування імпульсів керування** заданої форми, тривалості та амплітуди.

Для перетворення керувального сигналу (напруги u_k) в кут керування (α) використовують фазозсувальні пристрої (ФЗП), які використовують розгортувальний сигнал. Такі ФЗП називають пристроями вертикального

типу й характеризуються високою швидкодією. Вони реалізуються за лінійним принципом чи косинусним принципом керування.

17.1. ЛІНІЙНИЙ ПРИНЦИП КЕРУВАННЯ

ФЗП з лінійним принципом керування (рис. 89) містить генератор прямокутних імпульсів (ГПІ), генератор опорної напруги (ГОН), -компаратор (К) і формувач керувальних імпульсів (ФКІ).

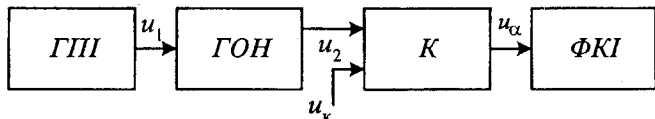


Рис. 89. Структурна схема ФЗП лінійного принципу керування

Робота такого ФЗП базується на порівнянні напруги керування з лінійно-змінною напругою ГОН і характеризується часовими діаграмами (рис. 90, а). Кут керування (часовий імпульс) є лінійною функцією керувального сигналу $\alpha = K U_k$, а фазова характеристика

$\alpha = f\left(\frac{U_k}{U_m}\right)$ визначається виразом

$$\alpha = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi U_k}{2 U_m}.$$

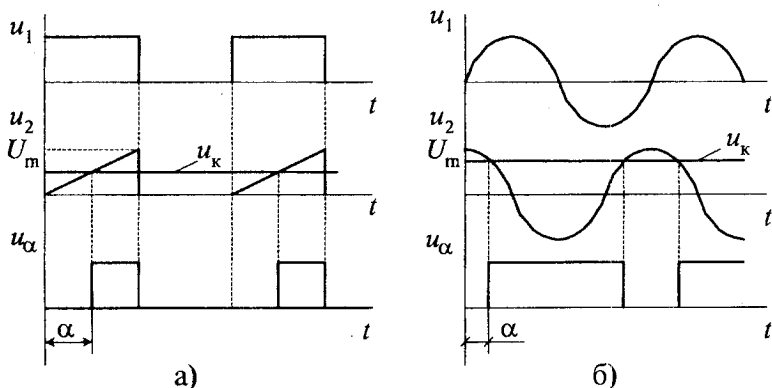


Рис. 90. Часові діаграми ФЗП з лінійним (а) і косинусним (б) принципом керування

17.1.1. Широтно-імпульсні перетворювачі

Широке застосування знайшли системи керування з використанням широтно-імпульсних перетворювачів (ШІП), які використовуються в конверторах. Структурну схему простого широтно-імпульсного перетворювача з лінійним принципом регулювання показано на рис. 91.

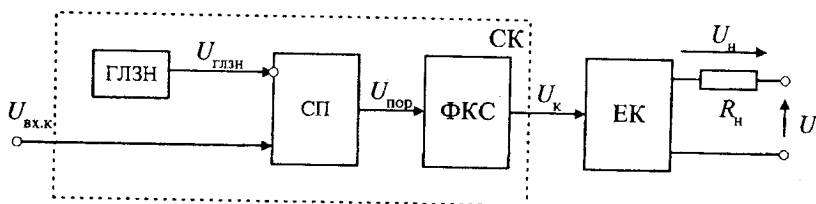


Рис. 91. Структурна схема широтно-імпульсного перетворювача з лінійним принципом регулювання: $U_{вх.к}$ — вхідна напруга керування (керуючої величини); ГЛЗН — генератор лінійно-змінної напруги; СП — схема порівняння; ФКС — формувач керуючих сигналів; ЕК — електронний ключ

ГЛЗН формує вихідну напругу $U_{ГЛЗН}$ трикутної форми (рис.92, а), або форми «меандр» (рис.92, б), яка в схемі порівняння порівнюється з вхідною напругою керування $U_{вх.к}$ (опорною напругою). Схеми порівняння можуть бути реалізовані на дискретних елементах або на інтегральних мікросхемах. Вибір того чи іншого типу СП здійснюється з урахуванням типу силового ЕК, який визначає схему формувача керуючих імпульсів. У випадку застосування транзисторного ЕК, для елемента порівняння можна використати швидкодійний операційний підсилювач, а в схемі керування тиристорним ЕК — компаратор, вихідний сигнал якого є узгоджений з рівнем керуючих сигналів цифрових мікросхем.

Робота широтно-імпульсного перетворювача пояснюється часовими діаграмами напруг, що зображені на рис. 92.

Вихідна напруга СП має два рівні: високий — за умови $U_{вх.к} > U_{ГЛЗН}$; низький — за умови $U_{вх.к} < U_{ГЛЗН}$. Це і визначає час тривалості імпульсів $t_{имп}$. Блок формування керуючих імпульсів відповідно до часу $t_{имп}$ формує керуючі імпульсні сигнали для тиристорного електронного ключа (рис. 92, а) або сигнали керування транзисторним ключем (рис. 92, б). Тип ГЛЗН вибирається залежно від того, який ЕК використано у системі регулювання.

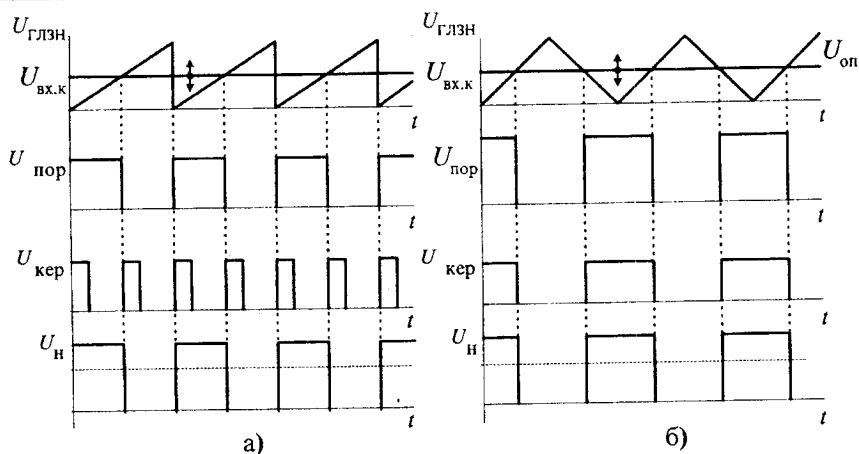


Рис. 92. Часові діаграми напруг широтно-імпульсного регулятора: генератор лінійно-змінної напруги з тиристорним ключем (а); генератор лінійно-змінної напруги форми «меандр» з транзисторним ключем (б)

17.2. КОСИНУСНИЙ ПРИНЦИП КЕРУВАННЯ

ФЗП з косинусним принципом керування (рис. 93) містить синхронізувальний трансформатор (СТр), генератор синусоїдної напруги (ГСН), компаратор (К) і формувач керувальних імпульсів (ФКІ).

Формування керувального імпульсу відбувається в момент рівності опорної напруги та напруги керування. Зміна кута керування відбувається за виразом $\alpha = \arccos\left(\frac{U_{\text{к}}}{U_{\text{м}}}\right)$, що пояснюється часовими

діаграмами (рис. 90, б). ГСН формує опорну напругу відповідно до напруги мережі, що накладає вимогу синусоїдальності до останньої. Якщо напругу мережі не можна відфільтрувати від гармонік і вона буде несинусоїдальною, то отримується похибка в роботі ФЗП, тому рекомендують в цьому випадку використовувати лінійний принцип керування.

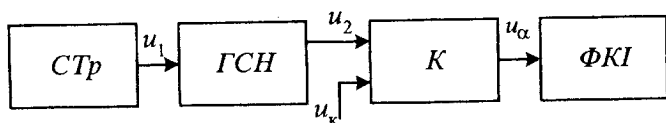


Рис. 93. Структурна схема ФЗП косинусного принципу керування

17.3. ЦИФРОВІ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ

На даному етапі розроблення СК широко використовуються цифрові ФЗП, які працюють за вертикальним принципом керування. В таких системах вся інформація подається числовим n -розрядним кодом. Структурну схему такої СК зображено на рис. 94, яка містить мультівібратор (МВ), лічильник (Л), синхронізатор (С) і цифрову систему порівняння (ЦСП). Принцип роботи полягає в порівнянні опорного цифрового коду $K_{оп}$, який є функцією часу, з цифровим керувальним кодом. Якщо ці коди однакові на виході ЦСП видається логічна одиниця, а момент часу відповідає куту керування. Синхронізатор використовується для налаштування лічильника при зміні полярності напруги живлення.

Необхідною умовою роботи такого ФЗП є те, щоб зміна величини опорного коду від максимального значення до мінімального відбувалась за половину періоду частоти мережі f_m . Тому частоту імпульсів мультівібратора вибирають за умовою $f_{mv} = 2^{n+1} * f_m$, де n — розрядність числового коду.

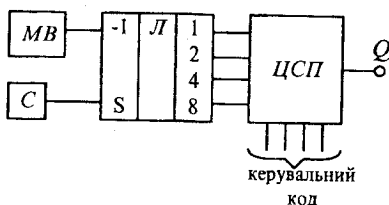


Рис. 94. Структурна схема цифрового ФЗП вертикального типу

ПРИКЛАДИ ДО РОЗДІЛУ

Задача 17.1. Визначити значення кута керування ФЗП з лінійним принципом, якщо максимальна опорна напруга $U_m = 42$ В, а напруга керування $U_k = 8$ В.

Розв'язок: Відповідно до виразу для кута керування в ФЗП з лінійним принципом отримаємо

$$\alpha = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{2} \frac{U_k}{U_m} = 90^\circ - 90^\circ \frac{8}{42} = 72,86^\circ$$

Задача 17.2. Визначити значення кута керування α ФЗП з косинусним принципом за умови, що амплітудне значення опорної напруги $U_m = 50$ В, а напруга керування $U_k = 12$ В.

Розв'язок: Для ФЗП з косинусним принципом кут керування визначається за виразом $\alpha = \arccos\left(\frac{U_k}{U_m}\right)$.

Відповідно значення кута дорівнює $\alpha = \arccos\left(\frac{12}{50}\right) = 76,11^\circ$.

Задача 17.3. Для цифрового восьмирозрядного ФЗП визначити частоту імпульсів мультівібратора, якщо період напруги живлення $T = 0,02$ С.

Розв'язок: Значення частоти мультівібратора визначаємо за виразом $f_{\text{мв}} = 2^{n+1} * f_m$. Для восьмирозрядного ФЗП $n = 8$, а частоту напруги мережі знаходимо як $f = \frac{1}{T} = \frac{1}{0,02} = 50$ Гц. Тоді

$$f_{\text{мв}} = 2^9 * 50 = 25600 \text{ Гц.}$$

ЗАПИТАННЯ ДЛЯ САМОПЕРЕВІРКИ

1. Вкажіть призначення систем керування.
2. Назвіть основні компоненти СК.
3. Вкажіть основні характеристики ФЗП з лінійним і косинусним принципами керування.
4. За якими принципами реалізуються фазозсувальні пристрої?
5. У чому полягає лінійний принцип керування.
6. Поясніть косинусний принцип формування кута керування.
7. Яка особливість цифрових ФЗП?
8. Яка умова накладається на генератор імпульсів у цифровій системі керування?
9. Подайте коротку характеристику широтно-імпульсного перетворювача.

ЗАДАЧІ НА САМОСТІЙНЕ ОПРАЦЮВАННЯ

- 17.1с. Для ФЗП з лінійним принципом керування визначити значення напруги керування, щоб забезпечити кут керування $\alpha = 45^\circ$ при максимальному значенні опорної напруги $U_m = 50$ В.

(Відповідь: 25 В).

- 17.2с. Обчислити максимальне значення опорної напруги ФЗП з лінійним принципом керування, щоб забезпечити кут керування $\alpha = 30^\circ$, якщо напруга керування $U_{\text{кер}} = 10$ В.
(Відповідь: 15В).
- 17.3с. Для ФЗП з лінійним принципом керування обчислити значення кута керування, якщо максимальне значення опорної напруги $U_m = 100$ В, а напруга керування $U_{\text{кер}} = 25$ В.
(Відповідь: $\alpha = 67,5^\circ$).
- 17.4с. Обчислити кут керування ФЗП, з косинусним принципом керування, якщо максимальне значення опорної напруги $U = 60$ В.
(Відповідь: 60°).
- 17.5с. Визначити необхідне значення напруги керування ФЗП, щоб забезпечити кут керування ФЗП з косинусним принципом керування $\alpha = 25^\circ$, якщо максимальна опорна напруга $U_m = 80$ В.
(Відповідь: 72,5 В).
- 17.6с. Для ФЗП з косинусним принципом керування обчислити максимальне значення опорної напруги, якщо кут керування $\alpha = 42^\circ$, а напруга керування $U_k = 30$ В.
(Відповідь: 40,37 В).
- 17.7с. Для цифрового чотирьохрозрядного ФЗП визначити частоту імпульсів мультівібратора, якщо частота напруги живлення $f = 100$ Гц.
(Відповідь: 3200 Гц).
- 17.8с. Для цифрового шістнадцятирозрядного ФЗП, частота напруги живлення якого $f = 50$ Гц, обчислити період імпульсів мультівібратора.
(Відповідь: 0,152 мкс).
- 17.9с. Визначити частоту напруги живлення восьмирозрядного ФЗП за умови, що період імпульсів дорівнюватиме $T = 5 \cdot 10^{-5}$ с.
(Відповідь: 39 Гц).
- 17.10с. Визначити розрядність цифрового ФЗП, частота напруги живлення якого $f = 50$ Гц, а частота імпульсів мультівібратора $f_{\text{МВ}} = 25600$ Гц.
(Відповідь: 8).

АЛГОРИТМИ РОЗРАХУНКУ ПРИБРОЇВ ЕЛЕКТРОНІКИ

Студенти, опрацювавши даний розділ, повинні знати алгоритм розрахунку стабілізованих джерел постійної напруги та системи керування з використанням широтно-імпульсного перетворювача. Вміти виконувати схемотехнічне рішення таких пристроїв і розраховувати їх основні параметри та вибирати елементну базу.

План (логіка) викладу матеріалу

18.1. Розрахунок стабілізованого джерела живлення

18.1.1. Приклад розрахунку

18.2. Система широтно-імпульсного керування

18.2.1. Приклад розрахунку

Ключові терміни та поняття:

▲ стабілізоване джерело живлення, ▲ випростувач, ▲ фільтр, ▲ стабілізатор напруги, ▲ широтно-імпульсний перетворювач, ▲ генератор лінійно-змінної напруги, ▲ схема порівняння, ▲ формувач керувальних сигналів, ▲ електронний ключ

18.1. РОЗРАХУНОК СТАБІЛІЗОВАНОГО ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ

Для живлення електронних пристроїв застосовується стабілізоване джерело постійної напруги, структурну схему якого показано на рис. 95, яке забезпечує високий коефіцієнт згладжування. Основними компонентами такого джерела є: анодний трансформатор Tr ; напівпровідниковий випростувач B ; згладжувальний фільтр Φ ; параметричний стабілізатор постійної напруги C .

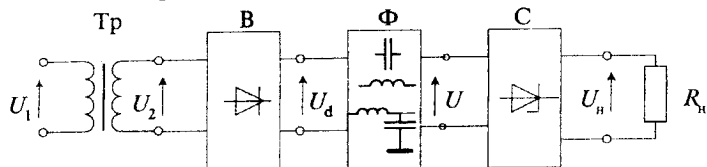


Рис. 95. Структурна схема стабілізованого джерела постійної напруги

Трансформатор забезпечує гальванічну розв'язку мережі живлення та навантаження і перетворює напругу мережі до необхідної величини на вході випростувача. Залежно від вибраної схеми згладжування за відповідними співвідношеннями, поданими для цієї схеми

(табл. 4), визначають вторинні параметри анодного трансформатора та його типу: U_2, I_2, S_T .

Типова (розрахункова) потужність трансформатора S_T виражається через потужності первинної S_1 та вторинної S_2 обмоток трансформатора $S_T = 0,5(S_1 + S_2)$, де відповідно $S_1 = U_1 I_1$ та $S_2 = U_2 I_2$. Для інженерних розрахунків звичайно приймають $S_T = S_1 = S_2$. Коефіцієнт трансформації анодного трансформатора

$$K \approx \frac{U_1}{U_2}.$$

На підставі цих даних із довідника вибирають трансформатор заводського виготовлення або трансформатор виготовляється за індивідуальним замовленням.

Вибір схеми випростувача здійснюється залежно від потужності навантаження. Для малопотужних навантажень (одиниці кіловат) використовують однофазні схеми випростувачів, а для навантажень середньої (десятки кіловат) та великої потужності (понад сотні кіловат) — трифазні.

Вибір типу вентилів випростувача та їх кількість здійснюється за такими основними параметрами з дотриманням умов:

◆ за допустимим струмом: $I_{пр. доп} \geq I_V$,

◆ за допустимою зворотною напругою: $U_{зв. доп} \geq U_{зв. макс}$

Тут $I_{пр. доп}$ — середнє за період значення випростаного струму, який може проходити через вентиль тривалий час при допустимому його нагріванні; $U_{зв. доп}$ — допустима зворотна напруга, яку витримує вентиль без руйнування $p-n$ переходу. Значення цих величин подаються в паспортних даних для напівпровідникових діодів.

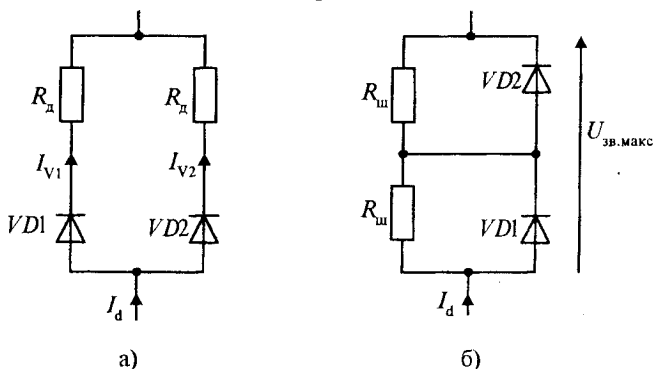


Рис. 96. Схеми паралельного (а) та послідовного (б) вмкання вентилів

Кількість вентилів в одній вітці (плечі) випростувача визначають залежно від номінального випростуваного струму та зворотної максимальної напруги, яка прикладається до вентиля. Якщо $I_{Vн} > I_{пр.доп}$, то вибирають паралельне з'єднання вентилів (рис. 96, а) і відповідно, якщо $U_{зв.доп} \leq U_{зв.макс}$, то вибирають послідовне з'єднання вентилів (рис. 96, б).

Додаткові резистори $R_d = (0,1 \div 1)$ Ом вмикають для вирівнювання струмів паралельних вентилів, що зумовлено неідентичністю їх вольт-амперних характеристик. Шунтові резистори $R_{ш} = (1 \div 10)$ К вмикають для уникнення нерівномірного розподілу прикладеної зворотної напруги.

Тип фільтра вибирається залежно від потужності навантаження. У випадку потужності навантаження менше 300 Вт рекомендується фільтр типу «С» і для навантажень потужністю більше 300 Вт — фільтр типу «L».

На рис. 97 показано алгоритм розрахунку стабілізованого джерела живлення.

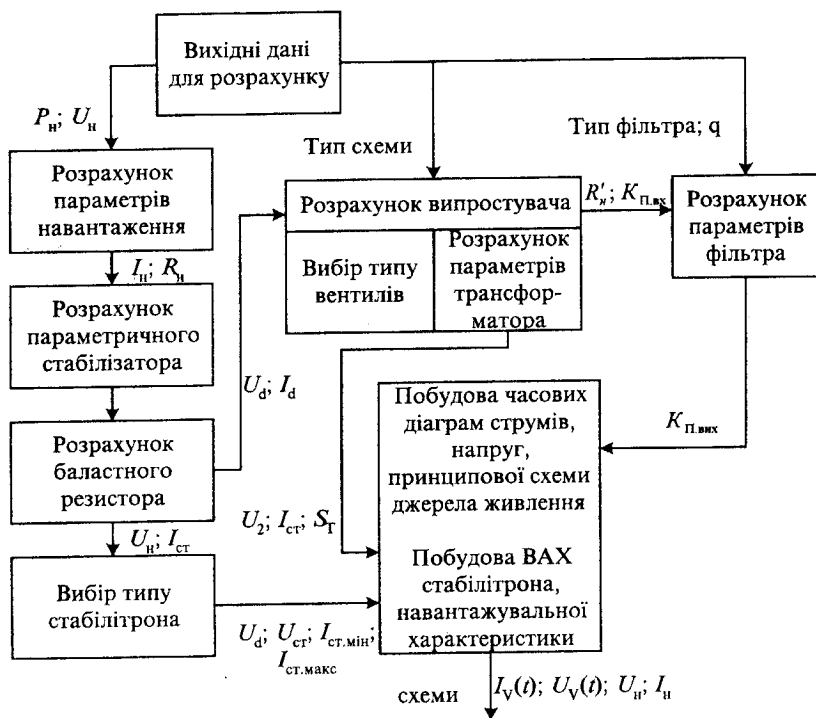


Рис. 97. Алгоритм розрахунку стабілізованого джерела живлення постійної напруги

18.1.1. Приклад розрахунку стабілізованого джерела постійної напруги

Розрахувати стабілізоване джерело постійної напруги для живлення навантаження потужністю $P_{\text{н}} = 0,2$ Вт; $U_{\text{н}} = 10$ В з використанням двопівперіодної з нульовим виводом схеми випростувача, параметричного стабілізатора від мережі змінної напруги $U_1 = 220$ В, якщо середнє значення випростаної напруги $U_{\text{д}} = 13$ В. Коефіцієнт пульсацій на виході згладжувального LC -фільтра $K_{\text{п.вих}} = 0,01$. Напруга мережі змінюється в межах від $0,9U_1$ до $1,1U_1$.

Розв'язок: Визначаємо параметри навантаження (струм, опір)

$$I_{\text{н}} = \frac{P_{\text{н}}}{U_{\text{н}}} = 20 \text{ мА}; R_{\text{н}} = \frac{U_{\text{н}}}{I_{\text{н}}} = 500 \text{ Ом.}$$

Розрахуємо параметричний стабілізатор напруги (рис. ПЗ).

Оскільки напруга навантаження $U_{\text{н}} = 10$ В, то для її стабілізації номінальна напруга стабілітрона повинна дорівнювати $U_{\text{ст.н}} = U_{\text{н}} = 10$ В. З табл. 3 (див. Додатки) вибираємо стабілітрон, що задовольняє цій умові, а саме, Д814В, паспортні дані якого: $U_{\text{ст.н}} = 10$ В; $I_{\text{ст.мін}} = 3$ мА; $I_{\text{ст.макс}} = 32$ мА; $R_{\text{д}} = 12$ Ом.

Визначаємо номінальне значення струму стабілізації стабілітрона

$$I_{\text{ст.н}} = (I_{\text{ст.мін}} + I_{\text{ст.макс}}) / 2 = 17,5 \text{ мА}$$

Обчислюємо опір баластного резистора

$$R_{\text{Б}} = \frac{U - U_{\text{ст.н}}}{I_{\text{ст.н}} + I_{\text{н}}} = \frac{13 - 10}{0,0175 + 0,02} = 80 \text{ Ом}$$

де $U \cong U_{\text{д}} = 13$ В — напруга на виході фільтра, яку приймаємо рівною середньому значенню випростаної напруги, нехтуючи незначним спадом напруги в LC -фільтрі.

За шкалою номінальних величин вибираємо опір баластного резистора $R_{\text{Б}} = 82$ Ом.

Перевіряємо забезпечення умов стабілізації джерела постійної напруги. Для цього побудуємо робочу ділянку ВАХ стабілітрона та навантажувальні прямі з врахуванням зміни напруги мережі.

Робочу ділянку ВАХ стабілітрона будуємо за значеннями динамічного опору стабілітрона $R_{\text{д}}$, напруги $U_{\text{ст.н}}$ та струму $I_{\text{ст.н}}$ (рис. П2). Кут

між робочою ділянкою ВАХ стабілітрона та віссю ординат з врахуванням масштабів струму та напруги дорівнює

$$\alpha = \arctg\left(R_{\text{д}} \frac{m_i}{m_u}\right) = \arctg\left(12 \frac{0,01}{1}\right) = 6,84^\circ,$$

де $m_u = 1 \text{ В/см}$; $m_i = 0,01 \text{ А/см}$ — масштаби по осі напруги та струму відповідно, які вибираються за значеннями струму та напруги стабілітрона.

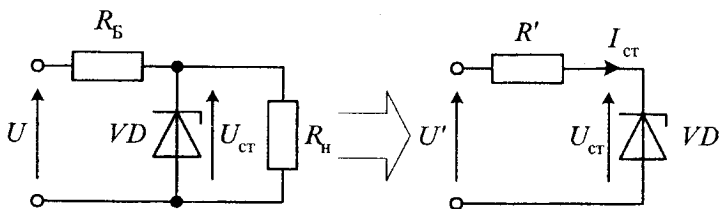


Рис. П1. До пояснення побудови навантажувальної прямої

Для побудови навантажувальної прямої при номінальній напрузі джерела необхідно зробити деякі перетворення. Оскільки вітка з джерелом напруги U (внутрішнім опором джерела нехтуємо) й резистором R_B та вітка з навантаженням R_H з'єднані паралельно й містять тільки лінійні елементи (рис. П1), то замінимо їх еквівалентною віткою, параметри якої визначаємо за виразами:

$$U' = \frac{UR_H}{R_B + R_H} = 11,17 \text{ В}; \quad R' = \frac{R_B R_H}{R_B + R_H} = 70,45 \text{ Ом}.$$

Рівняння електричної рівноваги з врахуванням цього перетворення матиме вигляд $U' = R'I_{\text{ст}} + U_{\text{ст}}$. Побудуємо за цим рівнянням навантажувальну пряму. Для цього визначаємо координати двох точок навантажувальної прямої, а саме на осі абсцис при $I_{\text{ст}} = 0$ напруга $U_{\text{ст}} = U' = 11,17 \text{ В}$, і на осі ординат при $U_{\text{ст}} = 0$ струм визначається за виразом $I_{\text{ст}} = U'/R' = U/R_B = 0,158 \text{ А}$. Через ці точки проводимо навантажувальну пряму (рис.П2).

Для перевірки забезпечення умови стабілізації джерела необхідно побудувати дві навантажувальні прямі, що відповідають зміні напруги мережі в межах від $0,9U_1$ до $1,1U_1$. Коливання напруги мережі в цих межах зумовить зміну напруги на вході параметричного стабілізатора на величину. Побудова цих навантажувальних прямих здійснюється

шляхом проведення двох прямих, паралельних до навантажувальної прямої при номінальній напрузі джерела, через точки, що зсунені вліво та вправо на $0,1U'$ від напруги $U' = 11,17$ В. З рис. П2 видно, що побудовані паралельні прямі перетинають робочу ділянку ВАХ стабілітрона в точках, які розташовані в межах від $I_{ст.мін}$ до $I_{ст.макс}$. Отже, умови стабілізації забезпечуються.

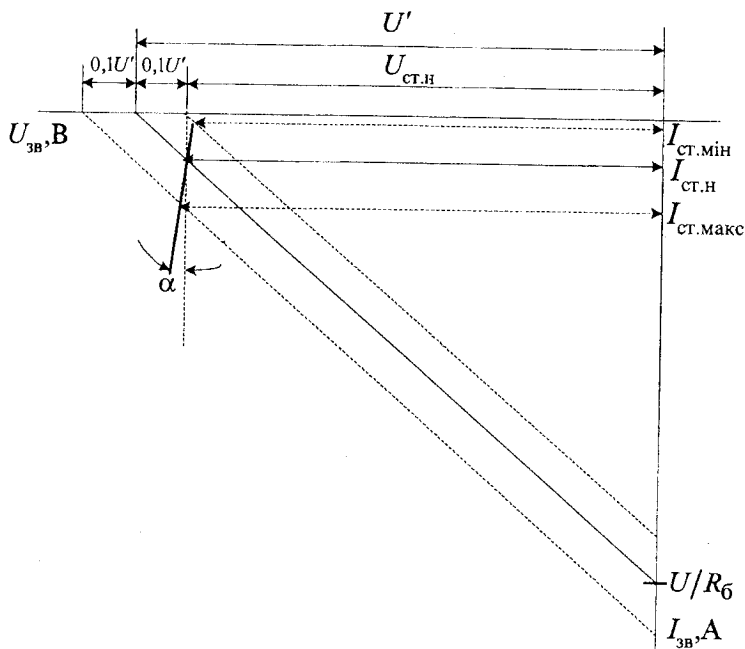


Рис.П2. Графічна інтерпретація роботи параметричного стабілізатора

За умовою до прикладу в стабілізованому джерелі застосовується **двопівперіодний випростувач з нульовим виводом** (рис.П3). Проведемо його розрахунок.

За виразами, поданими в табл.4Д, визначаємо струм через вентиль та максимальну зворотну напругу на вентилі

$$I_v = 0,5I_d = 0,0187 \text{ А}; U_{зв,макс} = 3,14U_d = 40,84 \text{ В},$$

де $I_d = I_n + I_{ст.н} = 0,02 + 0,0175 = 0,0375 \text{ А}$ — середнє значення випростаного струму.

Вибір вентилів здійснюється за умовами $I_{\text{пр.доп}} \geq I_v$ та $U_{\text{зв.доп}} \geq U_{\text{зв.макс}}$. З табл.2Д (див. Додатки) вибираємо діод типу Д105, який задовольняє цим умовам. Його паспортні дані: $I_{\text{пр.доп}} = 0,03 \text{ А}$; $U_{\text{зв.доп}} = 75 \text{ В}$.

Визначимо параметри **анодного трансформатора**. За виразами з табл.4 обчислюємо:

▷ діюче значення напруги вторинної обвитки трансформатора
 $U_2 = 1,11U_d = 14,43 \text{ В}$;

▷ коефіцієнт трансформації $k = U_1/U_2 = 220/14,43 = 15,25$;

▷ діюче значення струму вторинної обвитки
 $I_2 = 0,785I_d = 0,785 * 0,0375 = 0,029 \text{ А}$;

▷ діюче значення струму первинної обвитки $I_1 = I_2/k = 0,0019 \text{ А}$;

▷ типову потужність трансформатора $S_T = 1,48P_d = 0,72 \text{ ВА}$, де
 $P_d = U_d I_d = 0,487 \text{ Вт}$.

Розрахуємо параметри згладжувального **LC-фільтра** (рис. П3).

Коефіцієнт згладжування фільтра визначаємо за виразом

$$q = \frac{K_{\text{п.вх}}}{K_{\text{п.вих}}} = 66,7$$

де $K_{\text{п.вх}} = 0,667$ — коефіцієнт пульсацій на виході двопівперіодного випростувача з нульовим виводом.

За рекомендаціями щодо розрахунку LC-фільтра визначаємо індуктивність фільтра

$$L_{\phi} = \frac{(5 \div 10)R'_H}{2\pi f} = 1,49 \div 2,98 \text{ Гн},$$

де $R'_H = R_{\phi} + \frac{R_H R_d}{R_H + R_d} = 93,72 \text{ Ом}$. За шкалою номінальних величин

уточнюємо значення індуктивності $L_{\phi} = 1,5 \text{ Гн}$.

Визначаємо ємність фільтра

$$C_{\phi} = \frac{q+1}{(4\pi f)^2 L_{\phi}} = 114 \text{ мкФ}.$$

Вибираємо ємність $C_{\phi} = 120 \text{ мкФ}$.

На рис.ПЗ до прикладу зображено схему стабілізованого джерела постійної напруги.

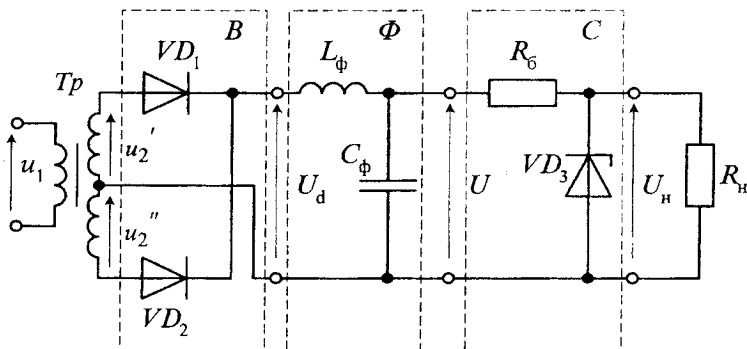


Рис. ПЗ. Схема стабілізованого джерела постійної напруги

18.2. СИСТЕМА ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНОГО КЕРУВАННЯ

Вибір структури СК залежить від умов, зумовлених технологічним процесом, а також від типу вибраного електронного ключа. Схемотехнічне рішення СК проходить, як правило, у два етапи:

- розроблення структурної схеми;
- схемної реалізації, розрахунку і вибору елементної бази.

Структурну схему простого широтно-імпульсного перетворювача з прямим принципом регулювання показано на рис. 98.

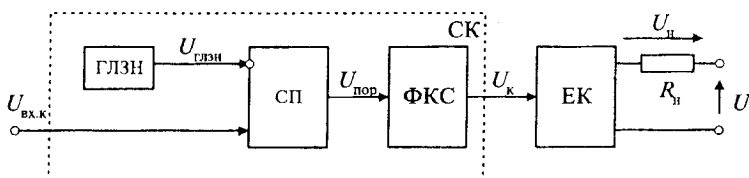


Рис. 98. Структурна схема широтно-імпульсного перетворювача з прямим принципом регулювання: $U_{вх.к}$ — вхідна напруга керування (керуючої величини); ГЛЗН — генератор лінійно-змінної напруги; СП — схема порівняння; ФКС — формувач керуючих сигналів; ЕК — електронний ключ

Вибір того чи іншого типу СП здійснюється з врахуванням типу силового ЕК, який визначає схему формувача керуючих імпульсів. У

випадку застосування транзисторного ЕК як елемента порівняння, можна використати швидкодіючий операційний підсилювач, а для схеми керування тиристорним ЕК — компаратор, вихідний сигнал якого узгоджений з рівнем керуючих сигналів цифрових мікросхем. Основною ознакою компаратора є великий коефіцієнт підсилення за напругою ($K_U > 1000$) та передатний коефіцієнт ланки зворотного зв'язку, що дорівнює одиниці.

Робота СК на базі широтно-імпульсного перетворювача пояснюється часовими діаграмами напруг, що зображені на рис. 99.

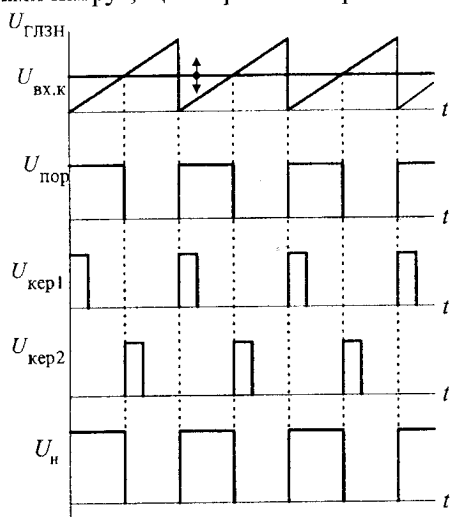


Рис. 99. Часові діаграми напруг широтно-імпульсного регулятора: генератор лінійно-змінної напруги з тиристорним ключем

Схеми порівняння (компаратори) виконують функцію порівняння двох напруг. У цьому випадку напруги генератора лінійно-змінної напруги $U_{ГЛЗН}$ і вхідної напруги керування $U_{вх.к}$ (опорної напруги). Вихідна напруга компаратора U_k встановлюється на рівні логічної одиниці, якщо $U_{вх.к} > U_{ГЛЗН}$ або логічного нуля, якщо $U_{вх.к} < U_{ГЛЗН}$. Компаратори можуть бути реалізовані на інтегральних мікросхемах з високою швидкістю наростання вихідної напруги (ОП серії 140УД10; 154УД3 тощо) та передатним коефіцієнтом ланки зворотного зв'язку, що дорівнює одиниці (рис. 100). Струмообмежувальні резистори R_1 , R_2 вибирають в межах ($10^3 \div 10^6$) Ом. Тип стабілітрона VD2 вибирають з умови обмеження вихідної напруги U_k ОП. Якщо ця напруга є

вхідною для цифрових мікросхем, то її величина повинна бути менша ніж 5В. Діод VD1 вибирають з невеликим спадом напруги у відкритому стані ($0,2 \div 0,4$) В за умови, що $U_{зв.макс} > U_K$.

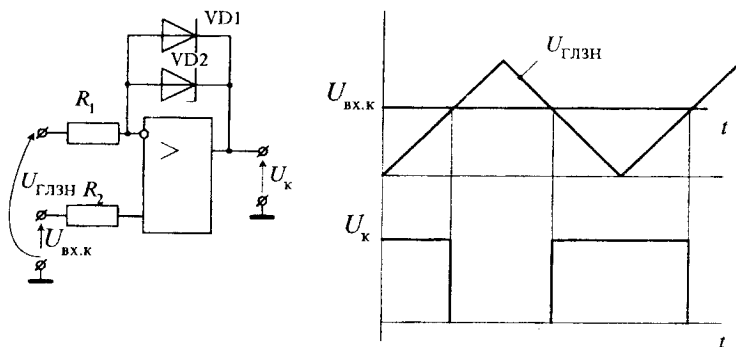


Рис. 100. Схема порівняння та її часові діаграми

Високостабільний компаратор з мінімальним числом додаткових елементів реалізують на мікросхемах серій 521СА1, 521СА3. Рівень вихідної напруги цих мікросхем узгоджений з рівнем вхідних напруг цифрових мікросхем ($0,3 \leq U_K < 5$) В.

Формувачі керуючих сигналів для транзисторних ЕК

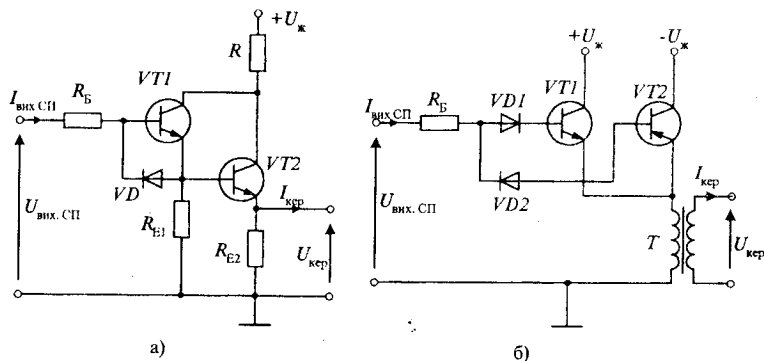


Рис. 101. Схеми формувачів керуючих сигналів транзисторних ключів: кремнієвих (а); германієвих (б)

Схеми формування керуючих сигналів (ФКС) для кремнієвих і германієвих транзисторів принципово відмінні (рис. 101). Для закриття

кремнієвих силових транзисторів в кола емітерів вмикають резистори опором $R_{E1} \approx R_{E2} \approx 1$ кОм. Германієві силові транзистори закриваються поданням напруги U_{BE} зворотної полярності до відкриваючої амплітудою (1÷5) В. Входи формувачів керуючих сигналів транзисторних ЕК, як правило, під'єднують безпосередньо до виходів схем порівняння.

ФКС кремнієвих силових транзисторів

Схема такого ФКС (рис. 101, а) забезпечує узгодження за трьома параметрами: допустимим вихідним струмом СП на операційних підсилювачах; струмом керування силових кремнієвих транзисторів і коефіцієнтом підсилення транзисторів. Така схема увімкнення транзисторів називається складеним транзистором Дарлінгтона.

Вихідний струм ФКС — це струм керування силового ЕК, тобто $I_{кер} = I_{Бнас}$, який визначений для стану насичення транзистора ЕК, і за значенням якого розраховується напруга керування

$$U_{кер} = I_{кер} R_B + U_{БЕнас},$$

де R_B — опір резистора в колі бази силового транзисторного ЕК; $U_{БЕнас}$ — напруга насичення база-емітер транзистора силового ЕК.

Струм колектора формуючого транзистора $VT2$ визначають за виразом

$$I_{Кнас} \approx I_{Енас} = I_{кер} + \frac{U_{кер}}{R_{E2}}.$$

За значеннями $I_{Кнас}$ та $U_{КЕ} = U_{ж}$ вибирають тип формуючого транзистора $VT2$. Опір струмообмежуючого резистора R розраховують за виразом

$$R = \frac{U_{ж} - (U_{КЕнас} + U_{кер})}{I_{Енас}}.$$

Колекторний струм транзистора попереднього підсилення при інженерних розрахунках приймається таким, що дорівнює струму бази $VT2$ ($I_{КнасVT1} \approx I_{ЕVT1} = I_{БVT2}$). За значенням цього струму та напруги $U_{КЕVT1} = U_{ж}$ вибирається тип транзистора $VT1$.

Необхідне значення вихідного струму схеми порівняння

$$I_{вих. СП} = \frac{1,2 I_{КнасVT2}}{h_{21E.VT2} h_{21E.VT1}} \leq I_{вих. доп СП}, \text{ де } I_{вих. доп СП} \text{ — допустиме значення вихідного струму операційного підсилювача чи компаратора,}$$

які використані для реалізації СП. В паспортних даних подається значення $I_{\text{вих. доп СП}}$ чи $R_{\text{н.мін}}$, тоді $I_{\text{вих. доп СП}} = \frac{U_{\text{вих. макс}}}{R_{\text{н.мін}}}$.

Опір струмообмежуючого резистора в колі бази $VT1$ обчислюють так:

$$R_B = \frac{U_{\text{вих. макс СП}} - (U_{\text{БЕ нас VT1}} + U_{\text{БЕ нас VT2}} + U_{\text{кер}})}{I_{\text{вих. доп СП}}}$$

При використанні операційних підсилювачів для СП необхідно захистити перехід база-емітер транзистора $VT1$ від напруги від'ємної полярності. З цією метою використовують імпульсний діод VD , тип якого вибирають за значенням анодного струму

$$I_a = \frac{U_{\text{вих. макс СП}}}{(R_B + R_{E1})},$$

і за значення зворотної напруги $U_{\text{зв}} = (U_{\text{БЕ нас VT1}} + U_{\text{БЕ нас VT2}} + U_{\text{кер}})$.

ФКС германієвих силових транзисторів

Схема формувача керуючих сигналів германієвих ЕК (рис. 101, б) складається з транзисторів $VT1$ і $VT2$ різного типу провідності, чим забезпечується різнонаправлений струм у первинній обмотці вихідного трансформатора ФСК. Внаслідок цього отримаємо відповідні полярності напруги керування $U_{\text{кер}}$ для відкриття та закриття силового ЕК. Транзистори $VT1$ і $VT2$ увімкнені за схемою емітерного повторювача із спільним навантаженням — первинною обмоткою трансформатора T . Розрахункове значення коефіцієнта, трансформації якого визначають за виразом

$$K_{\text{Трозр}} = \frac{|U_{\text{ж}}| - 5,0}{U_{\text{кер}}}$$

Струм емітера транзисторів $VT1$ або $VT2$ у режимі формування керуючого відкриваючого сигналу I_E та струм бази насичення визначають за виразами

$$I_E = \frac{I_{\text{кер}}}{K_{\text{Трозр}}}, \quad I_{\text{Б нас}} = \frac{I_E}{h_{21E}}$$

За значеннями $I_{\text{К макс}} \approx I_E$ і $U_{\text{К макс}} = 2U_{\text{ж}}$ вибирають типи транзисторів $VT1$ і $VT2$, а за значеннями $I_a = I_{\text{Б нас}}$ і $U_{\text{зв}} = U_{\text{вих. макс СП}}$ — типи імпульсних діодів $VD1$ і $VD2$.

Після вибору елементів необхідно перевірити достатність вихідного струму вибраного операційного підсилювача для схеми порівняння: $I_{\text{вих.СП}} \geq I_{\text{Бнас}}$. Якщо ця умова не забезпечується, то на виході СП вмикають додатковий підсилювальний каскад на транзисторі. Опір струмообмежуючого резистора в колі баз транзисторів $VT1$ і $VT2$ визначають так: $R_B = \frac{U_{\text{вих.максСП}} - ((U_{\text{ж}} | -5,0) + U_{\text{VD1,2 пр}} + U_{\text{Бнас}})}{I_{\text{Бнас}}}$.

Розрахунок системи широтно-імпульсного керування рекомендується проводити за алгоритмом (рис. 102), де подана послідовність розрахунку, а також виділені основні вхідні та вихідні параметри окремих функціональних елементів.

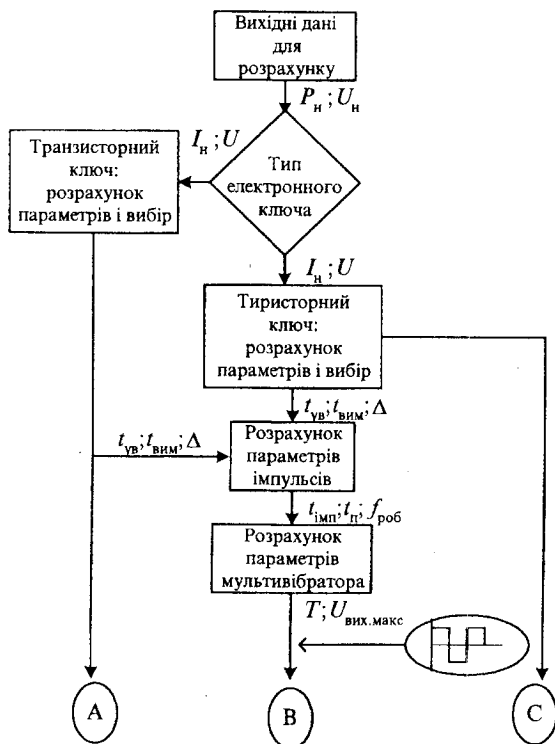


Рис. 102. Алгоритм розрахунку системи широтно-імпульсного керування

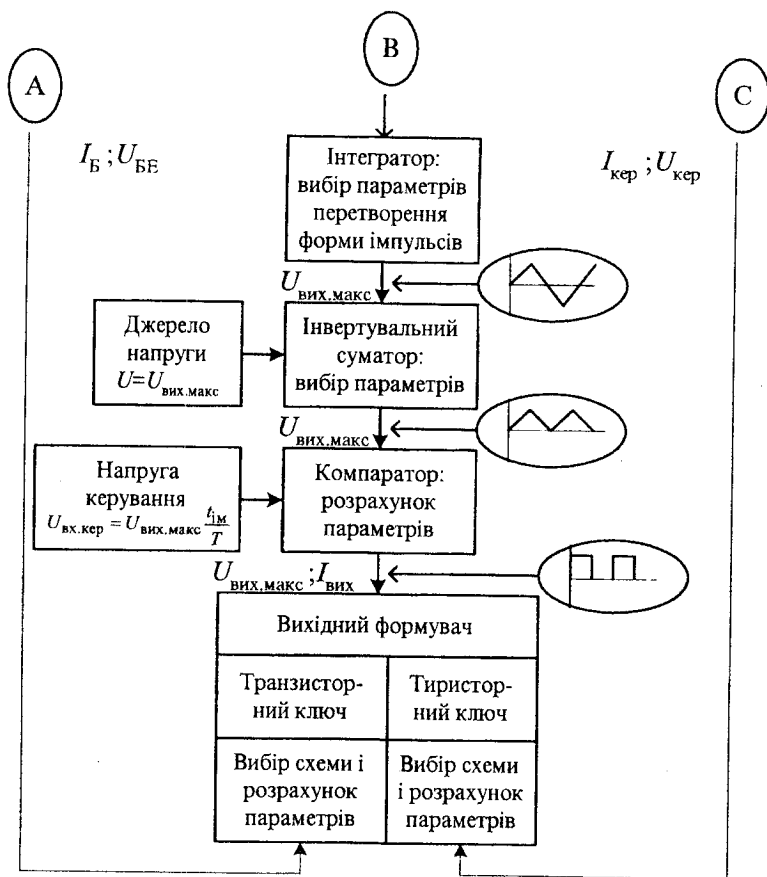


Рис. 103. Алгоритм розрахунку системи широтно-імпульсного керування (продовження)

Формувачі керуючих сигналів для тиристорних ЕК

Схема ФСК для силових тиристорних ЕК зображена на рис. 103. Використання цифрових логічних мікросхем необхідне для формування керуючих сигналів основного тиристора VS1 і закриваючого VS2 тиристорного ЕК. Керуючі напруги $U_{кер1}$ і $U_{кер2}$ короткої тривалості, достатньої для відкриття тиристорів, у часі повинні своїми фронтами збігатися з фронтом і зрізом вихідного сигналу компаратора

схеми порівняння. Формування часу тривалості керуючих імпульсів здійснюється цифровим одновібратором (DD1.1, DD1.2), а амплітуда та потужність забезпечується цифровими елементами «НЕ» з відкритими колекторами вхідних транзисторів. Використання таких цифрових елементів необхідне для керування транзисторними ключами VT1 і VT2, що комутують струм у первинних обмотках формуючих трансформаторів T1 і T2.

Для розрахунку вихідних каскадів визначають потужність керуючих сигналів

$$P_{\text{кер}} = U_{\text{кер}} I_{\text{кер}} = (U_{\text{т.кер}} + U_{\text{пр. VD}}) I_{\text{т.кер}},$$

де $U_{\text{т.кер}}$ — відкриваюча напруга керуючого електрода тиристора; $U_{\text{пр. VD}}$ — прямий спад напруги на імпульсному діоді, під'єднаному до керуючого електрода. Тип цього діода вибирається за струмом керування тиристорів $I_{\text{т.кер}}$ у тиристорному ЕК. Імпульсний струм колектора транзисторів VT1 і VT2 визначається за виразом

$$I_{\text{Кімп}} = \frac{P_{\text{кер1}}}{U_{\text{ж}}}.$$

За значеннями $I_{\text{Кімп}}$ та $U_{\text{КЕмакс}} \geq 2U_{\text{ж}}$ вибирають тип транзисторів VT1 і VT2. Опір резисторів R_7 і R_8 , що визначають струм відкривання транзисторів, розраховують за виразом

$$R_{\text{Б}} = \frac{(U_{\text{ж}} - U_{\text{БЕнас}}) h_{21\text{E}}}{1,2 I_{\text{Кімп}}}.$$

Опори резисторів R_1 , R_2 , R_5 і R_6 вибирають в межах (1 ÷ 3) кОм. Вказані межі опорів забезпечують подання з шини живлення рівня напруги логічної «1» з одночасним захистом входів і виходів від перевантаження.

Параметри елементів часозадавальних ланок R_3 — C_1 і R_4 — C_2 одновібраторів DD1.1, DD1.2 розраховують за необхідним часом увімкнення тиристора. Задаючись рекомендованими значеннями опорів резисторів R_3 і R_4 в межах (10 ÷ 20) кОм, розраховують ємності конденсаторів C_1 і C_2 за виразом

$$C = \frac{t_{\text{ув}}}{R_4}.$$

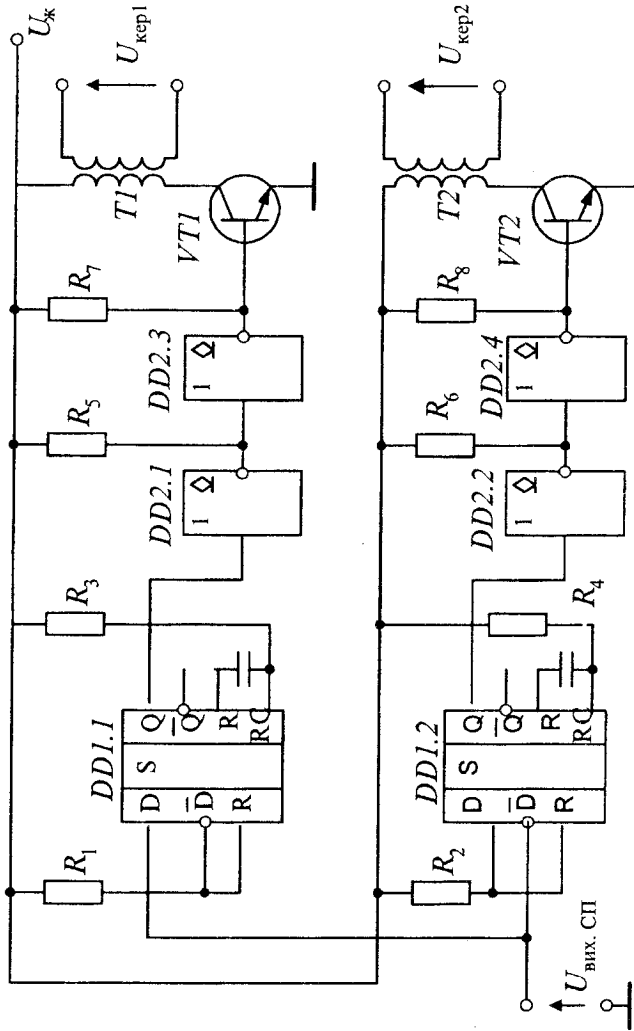


Рис. 104. Схема формувача керуючих сигналів для тиристорного електронного ключа

18.2.1. Приклад розрахунку системи широтно-імпульсного керування

Розрахувати конвертор на базі електронного тиристорного ключа з використанням широтно-імпульсного перетворювача з прямим принципом регулювання для навантаження з максимальною потужністю $P_{\text{макс}} = 5$ кВт, максимальною напругою $U_{\text{н.макс}} = 450$ В, мінімальною напругою $U_{\text{н.мін}} = 50$ В. Напруга джерела живлення $U = 500$ В. Розрахунок провести для максимальної напруги навантаження.

Розв'язок: Розрахунок проводимо відповідно з поданим алгоритмом (рис. 102).

Параметри *електронного тиристорного ключа* визначаємо для режиму максимальної напруги навантаження $I_{\text{н.макс}} = \frac{P_{\text{макс}}}{U_{\text{н.макс}}} = 11,1$ А.

Вибираємо основний VS_1 і додатковий VS_2 тиристри за такими умовами $I_{\text{макс.доп}} \geq I_{\text{н.макс}}$ $U_{\text{макс.доп}} \geq U$

З табл.5 (Додатки) видно, що цим умовам задовольняє тиристор Т112-16.

Паспортні дані тиристора Т112-16:

$I_{\text{макс.доп}} = 16$ А; $U_{\text{макс.зв}} = 100 \div 1200$ В; $I_{\text{утр.т}} = 0,5$ А; $I_{\text{кер.т}} = 40$ мА; $U_{\text{кер}} = 3$ В; $t_{\text{ув}} = 2$ мкс; $I_{\text{вим.т}} = 100$ мкс; $f_{\text{макс}} = 1,5$ кГц.

Визначаємо параметри контура примусової комутації електронного ключа:

емність комутувального конденсатора $C = \frac{I_{\text{н.макс}} t_{\text{вим}}}{U_{\text{н.макс}}} = 2,93$ мкФ,

де $t_{\text{вим}} = t_{\text{вим.т}} + \Delta t = 120$ мкс — час вимкнення ключа, який для забезпечення надійної комутації вибираємо більшим ніж час вимкнення тиристора на величину $\Delta t = 20$ мкс.

опір обмежувального резистора $R = \frac{U_{\text{н.макс}}}{2I_{\text{утр.т}}} = 450$ Ом.

Глибина регулювання напруги навантаження дорівнює

$$\Delta = \frac{U_{\text{н.макс}}}{U_{\text{н.мін}}} = 9.$$

Обчислюємо параметри сигналу керування електронним ключем для режиму максимальної напруги на навантаженні:

$$\blacktriangleright \text{робоча частота } f_{\text{роб}} \leq \frac{1}{3\Delta(t_{\text{ув}} + t_{\text{вим}})} = 300 \text{ Гц};$$

$$\blacktriangleright \text{період } T = 1/f_{\text{роб}} = 0,0033 \text{ с};$$

$$\blacktriangleright \text{коефіцієнт заповнення імпульсів } \delta = \frac{U_{\text{н.макс}}}{U} = 0,9;$$

$$\blacktriangleright \text{тривалість імпульсу } t_{\text{имп}} = \delta T = 0,00296 \text{ с};$$

$$\blacktriangleright \text{тривалість паузи } t_{\text{п}} = T - t_{\text{имп}} = 0,00004 \text{ с}.$$

На підставі отриманих параметрів сигналу керування здійснюємо розрахунок системи керування, яка містить такі елементи: генератор лінійно-змінної напруги ГЛЗН; схему порівняння СП; формувач керуючих сигналів ФКС.

Для забезпечення роботи електронного тиристорного ключа напруга ГЛЗН повинна бути у формі «меандр» (рис. П4). Схема такого ГЛЗН складається з мультивібратора, інтегратора та інвертувального суматора.

Мультивібратор реалізуємо на базі операційного підсилювача середнього класу точності з біполярними транзисторами на вході. В якості такого операційного підсилювача вибираємо ОП серії 140УД10. Паспортні дані ОП (див. Додатки): $K = 50000$; $U_{\text{макс}} = \pm 12 \text{ В}$; $U_{\text{ж}} = \pm 15 \text{ В}$.

Оскільки система керування повинна забезпечити напругу керування однієї полярності, то коефіцієнт підсилення ОП мультивібратора повинен дорівнювати $K_{\text{в}} = 2$. Задаємося опором на прямому вході ОП в межах $10 \div 100 \text{ кОм}$ (для ОП з БТ на вході). Вибираємо $R_3 = 10 \text{ кОм}$. Тоді опір в ланці додатного зворотного зв'язку ОП дорівнюватиме $R_4 = R_3 = 10 \text{ кОм}$.

Опори резисторів часозадавальної ланки ОП обчислюємо за виразом

$$R_1 = R_2 = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} = 5 \text{ кОм}.$$

Визначаємо ємність часозадавальної ланки мультивібратора

$$C = \frac{T}{2R_1 \ln 3} = 0,15 \text{ мкФ}.$$

Узгоджуємо обчислені значення опорів резисторів і ємності конденсатора з шкалою номінальних величин:

$$R_1 = R_2 = 5,1 \text{ кОм}; R_3 = R_4 = 10 \text{ кОм}; C = 0,15 \text{ мкФ}.$$

Інтегратор реалізуємо на ОП середнього класу точності з біполярними транзисторами на вході серії 153УД1. Паспортні дані ОП (див. Додатки): $K = 25 \cdot 10^3$; $U_{\text{макс}} = \pm 12 \text{ В}$; $U_{\text{ж}} = \pm 15$.

Опори резисторів R_5, R_6 вибираємо в межах $10 \div 100 \text{ кОм}$, як опори на вході ОП з біполярними транзисторами на вході

$$R_5 = R_6 = 10 \text{ кОм}$$

Ємність конденсатора в ланці зворотного зв'язку інтегратора обчислюємо за виразом $C = \frac{T}{4R_5} = 0,082 \text{ мкФ}$.

Узгоджуємо обчислені значення опорів резисторів і ємності конденсатора за шкалою номінальних величин:

$$R_5 = R_6 = 10 \text{ кОм}; C = 0,082 \text{ мкФ}.$$

Для реалізації **інвертувального суматора** вибираємо ОП середнього класу точності з біполярними транзисторами на вході серії 140УД10. Паспортні дані ОП (див. Додатки): $K = 50000$; $U_{\text{макс}} = \pm 12 \text{ В}$; $U_{\text{ж}} = \pm 15 \text{ В}$.

Для отримання уніполярної напруги форми «меандр» коефіцієнт підсилення інвертувального суматора повинен дорівнювати $K_u = -0,5$. Вибираємо опір резистора ланки зворотного зв'язку $R_9 = 10 \text{ кОм}$. Тоді опори резисторів на вході ОП визначаємо за виразами

$$R_7 = \frac{R_9}{K_u} = 20 \text{ кОм}; \quad R_8 = \frac{2R_9 | -U_{\text{ж}} |}{U} = 25 \text{ кОм};$$

$$R_{10} = \frac{R_7 R_8 R_9}{R_7 R_8 + R_7 R_9 + R_8 R_9} = 5,26 \text{ кОм}$$

Уточнюємо значення опорів резисторів за шкалою номінальних величин

$$R_7 = 20 \text{ кОм}; R_8 = 24 \text{ кОм}; R_9 = 10 \text{ кОм}; R_{10} = 5,1 \text{ кОм}$$

Розрахуємо **схему порівняння** на базі компаратора (рис.100). Компаратор реалізуємо на ОП з високим коефіцієнтом підсилення серії 154УД1. Паспортні дані ОП (див. Додатки): $K = 200 \cdot 10^3$; $U_{\text{макс}} = \pm 13,5 \text{ В}$; $U_{\text{ж}} = \pm 15 \text{ В}$.

Приймаємо опори струмообмежувальних резисторів $R_{11} = R_{12} = 10 \text{ кОм}$.

Тип стабілітрона $VD2$ в ланці зворотного зв'язку компаратора вибираємо з умови обмеження вихідної напруги на рівні $3,5 \div 4,5$ В, яка накладається рівнями вхідних напруг цифрових мікросхем. Такій умові задовольняє стабілітрон типу КС139А. Паспортні дані стабілітрона КС139А: $U_{ст} = 3,9$ В; $I_{ст.мін} = 3$ мА; $I_{ст.макс} = 10$ мА.

Діод $VD1$ вибираємо з незначним спадом напруги $(0,2 \div 0,4)$ В у відкритому стані. Таким умовам задовольняє діод Д302 з паспортними даними: $I_{пр.доп} = 1$ А; $U_{пр} = 0,3$ В; $U_{зв.доп} = 50$ В.

Для забезпечення роботи тиристорного електронного ключа *формуваач керуючих імпульсів* реалізуємо за схемою (рис. П5). Формування часу тривалості керуючих імпульсів здійснюється одновібраторами $DD1.1$ і $DD1.2$ на базі мікросхеми К155АГ3, а амплітуда та потужність забезпечується логічними елементами «НЕ» $DD2.1 \div DD2.4$ на мікросхемі К531ЛА9. Вихідні каскади формувача імпульсів реалізовано на транзисторах $VT1$ та $VT2$.

Для вибору цих транзисторів визначаємо необхідну потужність керуючих сигналів за параметрами тиристорів в схемі електронного ключа

$$P_{кер} = U_{т.кер} I_{т.кер} = 3 * 0,04 = 0,12 \text{ Вт.}$$

Для забезпечення такої потужності керуючих імпульсів імпульсний струм колектора транзисторів $VT1$ та $VT2$ обчислюємо за виразом

$$I_{к.імп} = \frac{P_{кер}}{U_{ж}} = \frac{0,12}{15} = 8 \text{ мА.}$$

Вибираємо тип транзисторів $VT1$ та $VT2$ за умовами

$$I_{к.доп} > I_{к.імп} = 8 \text{ мА; } U_{ке.доп} \geq 2U_{ж} = 30 \text{ В}$$

Згідно з табл.4Д (Додатки), таким умовам задовольняє транзистор типу КТ503А, з паспортними даними $I_{к.доп} = 150$ мА; $U_{ке.доп} = 40$ В; $P_{к.макс} = 350$ мВт; $h_{21E} = 40$; $U_{BE} = 5$ В.

Опір резисторів R_7 , R_8 визначаємо за виразом

$$R_7 = R_8 = \frac{(U_{ж} - U_{BE})h_{21E}}{1,2I_{к.імп}} = \frac{(15 - 5) * 40}{1,2 * 0,008} = 41,67 \text{ кОм.}$$

Вибираємо опір резисторів за шкалою номінальних величин

$$R_7 = R_8 = 43 \text{ кОм.}$$

На рис. П4 та рис.П5 зображено схему системи широтно-імпульсного керування та часові діаграми напруг.

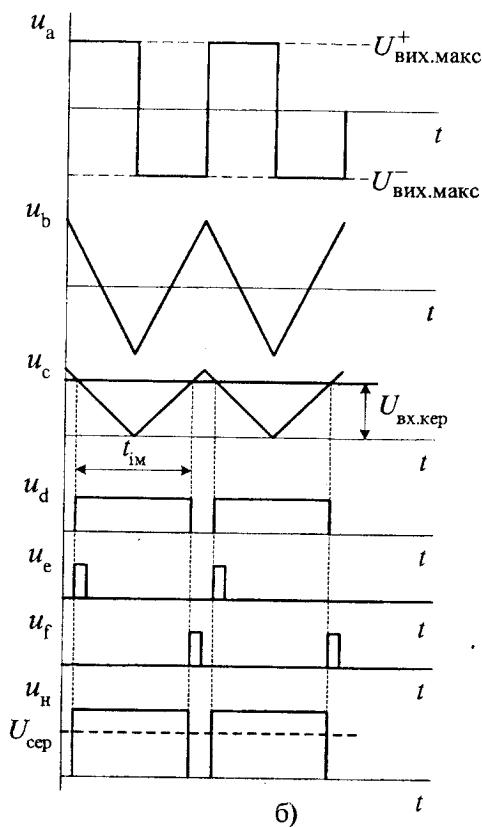
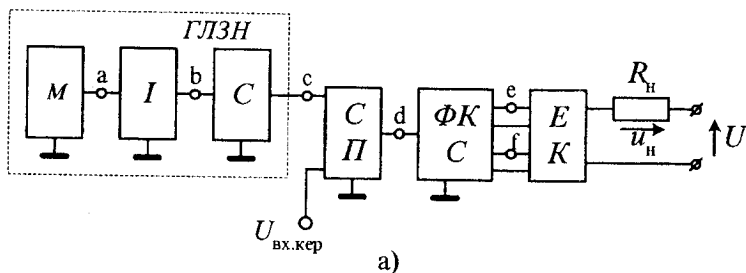


Рис. П4. Широтно-імпульсний перетворювач:
а) — структурна схема; б) — часові діаграми напруг ШІП

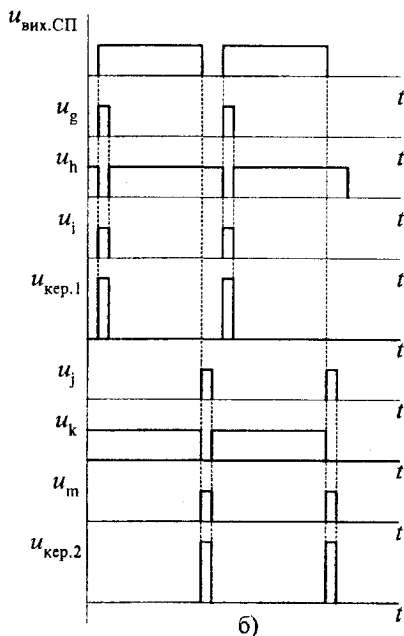
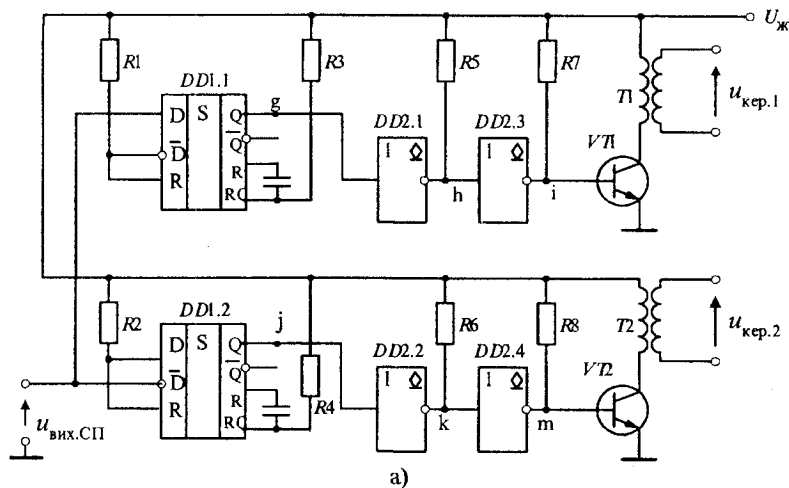


Рис. П5. Широтно-імпульсний перетворювач:
 а) — формувач керуючих сигналів; б) — часові діаграми напруг ФКС



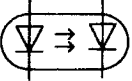
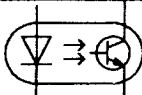

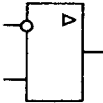
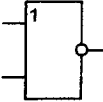
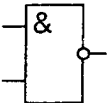
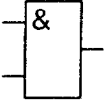
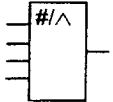
ДОДАТКИ

Таблиця 1Д

Графічні та літерні позначення напівпровідникових елементів і пристроїв

№ п/п	Назва	Схемне позначення	Літерне позначення
1	2	3	4
1.	Напівпровідниковий діод		<i>VD</i>
2.	Стабілітрон		<i>VD</i>
3.	Тунельний діод		<i>VD</i>
4.	Варікап		<i>VD</i>
5.	Тиристор тріодний з катодним керуванням		<i>VS</i>
6.	Світлодіод		<i>VD</i>
7.	Фотодіод		<i>VD</i>
8.	Біполярний транзистор типу <i>p-n-p</i>		<i>VT</i>
9.	Біполярний транзистор типу <i>n-p-n</i>		<i>VT</i>
10.	Польовий транзистор з каналом типу <i>n</i>		<i>VT</i>
11.	Польовий транзистор із каналом типу <i>p</i>		<i>VT</i>

Продовження табл. 1

1	2	3	4
12.	Польовий транзистор з ізолюваним затвором (n - канал)		<i>VT</i>
13.	Польовий транзистор з ізолюваним затвором (p - канал)		<i>VT</i>
14.	Оптрон діодний		<i>OD</i>
15.	Оптрон транзисторний		<i>JT</i>
16.	Оптрон тиристорний		<i>OY</i>
17.	Операційний підсилювач		<i>DA</i>
18.	Логічний елемент "АБО-НЕ"		<i>DD</i>
19.	Логічний елемент "І-НЕ"		<i>DD</i>
20.	Цифровий елемент		<i>DD</i>
21	Цифро-аналоговий перетворювач		<i>DD</i>

Таблиця 2Д

Основні параметри некерованих вентилів

Тип діода	Допустимий випростаний струм $I_{пр.доп}$ (мА)	Допустима зворотна напруга $U_{зв.доп}$ (В)
1	2	3
КД104А	10	300
Д 104	30	100
Д 105	30	75
Д 106	30	30
Д202	50	50
КД 103 А	100	50
Д7А	300	50
КД 106 А	300	100
Д229В	400	100
КД 205 А	500	500
КД 205 К	700	100
КД 212 А	1000	200
КД 212 Б	1000	100
КД226А	1700	100
КД202В	5000	100
Д214	10×10^3	100
Д243	10×10^3	200
Д104-16	16×10^3	100
Д104-20	20×10^3	200

Таблиця 3Д

Основні параметри стабілітронів

Тип стабілітрона	Напруга стабілізації $U_{\text{СТН}}$ (В)	Допустимий струм		Динамічний опір $R_{\text{д}}$ (Ом)
		Мінімальний $I_{\text{СТ.МІН}}$ (мА)	Максимальний $I_{\text{СТ.МАКС}}$ (мА)	
1	2	3	4	5
КС133А	3	3	10	14
КС139А	3,9	3	10	16
КС147А	4,7	3	10	15
КС156А	5,6	3	10	28
КС168А	6,8	3	10	46
Д 814 А	8	3	40	6
Д 814 Б	9	3	36	10
Д 814 В	10	3	32	12
Д 814 Г	11	3	29	15
Д 814 Д	13	3	24	18
Д 815 Г	10	25	800	1,8
Д 815 Е	15	25	550	2,5
КС 520 В	20	3	22	20
Д 816 А	22	10	230	7
2С 524 А	24	1	33	30
2С 530 А	30	1	27	45
Д 816 В	33	10	150	10
Д 816 Д	40	10	110	300
Д 817 А	56	5	35	400
Д 817 Г	100	5	25	800
2С 920 А	120	5	42	100
КС630А	130	5	50	180
КС650А	150	2,5	25	255
КС680А	180	2,5	25	255

Таблиця 4Д

Параметри транзисторів

Тип	$I_{К. доп.}$ мА	$U_{КЕ. доп.}$ В	$P_{К. макс.}$ мВт	$U_{БЕ}$ В	$f_{г}$ МГц	h_{21E}	$U_{КЕ. нас.}$ В
1. Транзистори середньої потужності							
<i>n - p - n</i>							
КТ-503А	150	40	350	5	5	40÷120	0,6
ГТ-404А	500	25	600	5	1	30÷80	0,3
ГТ-400Г	500	40	600	5	1	60÷150	0,3
<i>p - n - p</i>							
КТ-104А	50	30	150	2	5	9÷36	1
КТ-208Д	150	30	200	2	5	40÷120	0,4
КТ-502Г	150	60	350	5	5	80÷240	0,6
КТ-501Г	300	30	350	2	5	20÷60	0,4
ІТ-405Г	500	40	600	5	1	60÷150	0,35
2. Транзистори потужні							
<i>n - p - n</i>							
КТ-807А	500	100	10^4	4	5	15÷45	1
КТ-815А	$1,5 \cdot 10^3$	40	10^4	5	3	40÷70	2
КТ-840А	$6 \cdot 10^3$	400	$6 \cdot 10^4$	5	1	10÷100	3
КТ-819Б	10^4	50	$6 \cdot 10^4$	5	12	20÷30	5
КТ-819Г	10^4	100	$6 \cdot 10^4$	5	10	12÷30	5
КТ-827А	$2 \cdot 10^4$	100	$125 \cdot 10^3$	5	14	750÷1800	2
<i>p - n - p</i>							
КТ626Б	$0,5 \cdot 10^3$	60	$6,5 \cdot 10^3$	5	45	30÷100	1
КТ814Б	$1,5 \cdot 10^3$	50	10^4	5	3	40	0,6
КТ837А	$7,5 \cdot 10^3$	70	$3 \cdot 10^4$	15	0,01	10÷40	2,5
КТ818А	10^4	40	$5 \cdot 10^4$	5	7	15	1,5
ГТ806Б	$15 \cdot 10^3$	100	$3 \cdot 10^4$	1,5	10	10÷100	0,6
КТ825	$2 \cdot 10^4$	90	$125 \cdot 10^3$	5	10	750	2

Таблиця 5Д

Параметри тиристорів

Тип	Максимально допустимий струм $I_{\text{макс. доп.}}$, А	Максимально допустима зворотна напруга $U_{\text{макс. зв.}}$, В	Струм утримання $I_{\text{утр.}}$, А	Струм керування $I_{\text{кер.}}$, мА	Напруга керування $U_{\text{кер.}}$, В	Час увімкнення $t_{\text{ув.}}$, мкс	Час вимкнення $t_{\text{вим.}}$, мкс	Максимально допустима частота $f_{\text{макс}}$, кГц
T106-10	10	100÷800	0,5	600	7	2	60	2,5
T112-16	16	100÷1200	0,5	40	3	2	100	1,5
T122-20	20	100÷1200	0,5	60	3	2	63	1,5
T132-25	25	100÷1200	0,7	60	3	2	100	1,5
T142-32	32	100÷1200	0,7	120	4	2	100	1,5
T131-40	40	100÷1000	0,8	110	3,5	2	63	1,5
T141-40	40	1300÷2000	0,8	150	3,5	2	100	1,5
T132-50	50	100÷1200	0,8	110	3,5	2	100	1,5
TБ151-50	50	500÷800	1,0	120	2,5	2	16÷32	10
ТЧ-40	62	100÷900	1,0	20	2,5	2	20	25
ТЧ-50	78	100÷900	1,5	30	2,5	2	30	25
ТЧ-63	99	100÷900	1,5	30	2,5	2	20	25

Таблиця 6Д

Параметри цифрових інтегральних мікросхем

Параметр	Тип мікросхеми				
	К 155 ЛА9	К 155 ЛА3	К 155 АГ3	К 155 АГ1	К 531 ЛА9
Логічна операція	4 елементи 2 І—НЕ	4 елементи 2 І—НЕ 6 НЕ	2 одно- вібратори	одновібра- тор	4 елементи 2 І—НЕ
Напруга логічної «1» U_1 , В	$\geq 2,7$	$\geq 2,7$	$\geq 2,4$	$\geq 2,4$	$\geq 2,4$
Напруга логічного «0» U_0 , В	$\leq 0,5$	$\leq 0,5$	$\leq 0,4$	$\leq 0,3$	$\leq 0,3$
Вихідний струм логічного «0» $I_{\text{вих2}}$, мА	0,1	—	—	—	0,4
Напруга живлення $U_{\text{ж}}$, В	+5	+5	+5	+5	+5
Тип вихідного каскаду	відкритий колекторний вихід транзистора	—	—	—	відкритий колекторний вихід транзистора

Таблиця 7Д

Параметри операційних підсилювачів

Параметр	140УД1	140УД7	140УД10	140УД17	153УД1	153УД5	154УД1	154УД3	544УД1
Коефіцієнт підсилення $K \cdot 10^3$		2	50	200	25	500	200	10	25
Граничний рівень вихідної напруги $U_{\text{макс}}, \text{В}$		$\pm 6,5$	± 12	± 12	± 12	± 12	$\pm 13,5$	$\pm 13,5$	± 10
Напруга живлення $U_{\text{ж}}, \text{В}$		$\pm 12,6$	± 15	± 15	± 15	± 15	± 15	± 15	± 15
Тип вхідного каскаду – (Б–біполярний, У–уніполярний)		Б	Б	Б	Б	Б	Б	Б	У
Вхідний струм $I_{\text{вх}}, \text{нА}$		220	350	2,5	600	100			

Таблиця 8Д

Шкала номінальних величин $\times 10^n$

1,0	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,8	2,0	2,2	2,4	2,7	3,0
3,3	3,6	3,9	4,3	4,7	5,1	5,6	6,2	6,8	7,5	8,2	9,1

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Алексеев А. Г., Шагурин А. А. Микросхемотехніка. – М.: Радио и связь, 1990. – 496 с.
2. Аналоговая и цифровая электроника: Учебник для вузов / Ю. Ф. Оподчий, О. П. Глудкин, А. И. Гуров; Под ред. О. П. Глудкина. – М.: Радио и связь, 1996. – 768 с.
3. Будіщев М. С. Електротехніка, електроніка та мікропроцесорна техніка. – Львів: Афіша, 2001. – 424 с.
4. Гилмор Ч. Введение в микропроцессорную технику: Пер. с англ. – М.: Мир, 1984. – 334 с.
5. Горбачев Г. Н., Чаплыгин Е. Е. Промышленная электроника /Под ред. В. А. Лабунцова. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 320 с.
6. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника. – М.: Высшая школа, 1991. – 622 с.
7. Ногин В. Н. Аналоговые электронные устройства. – М.: Радио и связь, 1992. – 300 с.
8. Носов Ю. Р., Сидоров А.С. Оптроны и их применение. – М.: Радио и связь, 1981. – 320 с.
9. Основы промышленной электроники / В.Г. Герасимов, О. П. Князьков и др. // Под ред. В.Г. Герасимова. – М.: Высш. шк., 1986. – 336 с.
10. Остапенко Г. С. Усилительные устройства. – М.: Радио и связь, 1989. – 399 с.
11. Прянишников В. А. Электроника: Курс лекций. – СПб.: КОРОНА принт, 1998. – 400 с.
12. Рицар Б. Е. Цифровая техника. – К.: НМК ВО, 1991. – 372 с.
13. Розанов Ю. К. Основы силовой электроники. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 296 с.
14. Руденко В. С., Ромашко В. Я., Морозов В. Г. Перетворювальна техніка. – Ч. 1. – К.: ІСДО, 1996. – 262 с.
15. Руденко В. С., Ромашко В. Я., Трифонюк В. В. Промислова електроніка. – К.: Либідь, 1993. – 432 с.
16. Сенько В. І., Панасенко М. В., Сенько Є. В. та ін. Електроніка і мікросхемотехніка. – Т. 1. Елементна база електронних пристроїв. – К.: Обереги, 2000. – 300 с.

17. Сенько В. І., Панасенко М. В., Сенько Є. В. та ін. Електроніка і мікросхемотехніка. – Т. 2. Аналогові та імпульсні пристрої. – Харків.: Фоліо, 2002. – 510 с.
18. Стахів П. Г., Коруд В. І., Гамола О. Є. Основи електроніки: функціональні елементи та їх застосування: навчальний посібник. – Львів: Вид-во Національного університету «Львівська політехніка», 2002. – 120 с.
19. Токкейм Р. Основы цифровой электроники: Пер. с англ. – М.: Мир, 1988. – 392 с.
20. Фолкенберри Л. Применение операционных усилителей и линейных ИС: Пер. с англ. – М.: Мир, 1985. – 572 с.
21. Хоровиц П., Хил У. Искусство схемотехники / Пер. с англ. // Под ред. М.В. Гальперина. – М.: Мир, 1983. – 520 с.
22. Шило В.Л. Популярныe цифровые микросхемы. – М.: Металлургия, 1988. – 352 с.

ЩДРУЧНИК

Петро Григорович СТАХІВ
Василь Іванович КОРУД
Орест Євгенович ГАМОЛА

**ОСНОВИ ЕЛЕКТРОНІКИ:
функціональні елементи
та їх застосування**

Верстка та дизайн О. І. Гуцуляк

Підписано до друку 10.04.2004 р.

*Формат 60x84/16. Гарнітура «Таймс». Папір офсетний. Друк офсетний.
Ум. друк. арк. 13,5. Ум. фарбовід. 14,3.*

*Виготовлено у видавництві «Новий Світ — 2000»,
70026, м. Львів-26, вул. Володимира Великого, 4, кін. № 223
а/с № 2623, м. Львів-60, 79060, Україна*

тел./факс: (0322) 295-41-46; тел.: (0322) 63-47-54; E-mail: novyisvit2000@org.lviv.net

*Свідоцтво про видавничу діяльність і розповсюдження видавничої продукції:
серія ДК № 59 від 25.05.2000 р., видане Державним комітетом інформаційної
політики, телебачення та радіомовлення України*



Інформатика: теоретичні основи і практикум

Навчальний посібник

ISBN 966-7827-38-0

Литвин І. І., Конончук О. М.,
Дещинський Ю. Л. 2004. – 300 с.

Підручник написаний за нормативною програмою курсу "Інформатика та комп'ютерна техніка". Висвітлення теоретичних положень поєднується з практичною роботою на обчислювальній техніці.

Містить практичні приклади, графічний матеріал, тести, вправи, задачі та принципи їх розв'язання. Відповідає вимогам комплексного засвоєння курсу та оволодіння навиками практичної роботи з апаратним та програмним забезпеченням сучасних персональних комп'ютерів і комп'ютерних мереж.

Адресований студентам, слухачам магістратури, аспірантури, викладачам. Може бути використаний учнями ліцеїв, гімназій та профтехучилищ, а також як самовчитель.



Вища математика Навчальний посібник.

SBN 966-7827-41-0

Бубняк Т.І.
– Львів: "Новий світ-2000", 2004. – 434 с.

До навчального посібника увійшли основні розділи вищої математики, рекомендовані освітньо-професійною програмою вищої освіти для студентів економічних, природничих, технологічних та інженерних спеціальностей. Теоретичний матеріал супроводжується рисунками, розв'язаними прикладами та вправами для самостійної роботи.

Основу посібника складає курс лекцій який читався автором студентам першого та другого курсів Львівського державного аграрного університету на економічному та механічному факультетах. Буде корисним для студентів-заочників з дистанційною формою навчання, а також викладачам для проведення практичних занять.

Малащенко В.О.
Янків В.В.

Деталі машин

Курсове проектування



Львів - 2004

Деталі машин. Курсове проектування

Навчальний посібник

Рекомендовано Міністерством освіти і науки України

Малащенко В.О., Янків В.В.

Львів: "Новий Світ - 2000", 2004.

ISBN 966-7827-02-01

Викладено матеріали стосовно завдань, основних вимог і послідовності курсового проектування деталей машин. Подано приклади розрахунків і конструювання зубчастих, черв'ячних, пасових і ланцюгових передач. Друга частина посібника містить необхідний довідковий матеріал для курсового проектування. Посібник призначений для студентів всіх спеціальностей, які виконують контрольні роботи та курсове проектування з деталей машин.

Тепломасообмін (основи теорії і розрахунку)

Навчальний посібник

2-ге видання

Погорєлов Арнольд Іванович

– Львів: "Новий Світ-2000", 2004. –144 с.

ISBN 966-7827-50-X

Викладені основи теорії тепломасообміну у відповідності з програмою курсу "Тепломасообмін" для студентів теплоенергетичних спеціальностей. Може бути використано широким колом інженерно-технічних працівників, які займаються розрахунками і математичним моделюванням процесів тепломасообміну.

З питань придбання літератури звертатися до видавництва
«Новий Світ – 2000» — тел.: (0322) 295-41-46; 63-47-54;



Stakhiv Petro Grigoriyovych, доктор технічних наук, професор, педагогічний стаж вищої школи понад 30 років. Автор більше 200 наукових праць, серед них 2 монографії та 3 навчальні посібники з грифом Міністерства освіти.

Основна тематика наукових досліджень – теорія електричних і радіоелектронних кіл та методи їх комп'ютерного моделювання.

Науково-методична робота стосується застосування імітаційного комп'ютерного моделювання при вивченні радіоелектроніки та теорії електричних і електронних кіл.

Korud Vasyl Ivanovych, кандидат технічних наук, доцент, педагогічний стаж вищої школи понад 30 років. Автор більше 100 наукових і науково-методичних праць, а також 2 навчальних посібників із електротехніки та електроніки з грифом Міністерства освіти. Наукова тематика – компенсаційні перетворювачі та пристрої їх компаундування.

Напрямок науково-методичної роботи – дидактика та методика викладання електротехнічних дисциплін при комп'ютерних методах навчання.



Gamola Orest Evgenovych, кандидат технічних наук, доцент, педагогічний стаж вищої школи 20 років. Автор більше 40 наукових і науково-методичних праць, а також навчального посібника із електротехніки та електроніки з грифом Міністерства освіти. Наукова тематика – моделювання електромагнітних полів у напіпровідникових середовищах.

Напрямок науково-методичної роботи – автоматизовані системи навчання електротехнічних дисциплін.

ISBN 966-7827-27-25



9 789668 1340277