

621.313(075.8)

0-46

М.О. Осташевський, О.Ю. Юр'єва

ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ І ТРАНСФОРМАТОРИ

За ред. д-ра техн. наук,
професора В.І. Мілих



ВИДАВНИЦТВО "КАРАВЕЛА"

621.313(075.8)
0-76

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
«ХАРКІВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ»

М.О. Осташевський, О.Ю. Юр'єва

ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ І

ТРАНСФОРМАТОРИ

Навчальний посібник
для студентів ВЗО, що навчаються
за галуззю знань «Електрична інженерія»

За ред. д-ра техн. наук,
професора В.І. Мілих

Київ «Каравела» 2018

УДК 621.313 + 621.314] (075) 8

О 76

Затверджено редакційно-
видавничою радою НТУ «ХПІ»,
протокол № 3 від 22.12.2016 р.

Рецензенти:

М. М. Заблодський, д-р техн. наук, професор, НУБіП України;
В. Є. Плюгін, д-р техн. наук., доцент, ХНУМГ ім. О. М. Бекетова.

Осташевський М. О.

О 76 Електричні машини і трансформатори: навч. посібник /
М. О. Осташевський, О. Ю. Юр'єва; за ред. д-ра техн. наук,
професора. В. І. Мілих. – Київ: Каравела, 2018. – 452 с.

ISBN 978-966-222-985-1

Розглянуто принципи дії та будову обертових електричних машин і силових трансформаторів, надано пояснення основних процесів, що відбуваються в електричних машинах і трансформаторах при перетворенні енергії. Проведено аналіз їх роботи, пояснено характеристики електричних машин і трансформаторів, наведено співвідношення між величинами, розглянуто експлуатаційні властивості різних типів електричних машин і трансформаторів.

Призначений для студентів вищих навчальних закладів.

Іл. 372. Табл. 10. Бібліогр. 11 назв

482146

УДК 621.3



© М.О. Осташевський, О.Ю. Юр'єва, 2018

ISBN 978-966-2229-85-1

© Видавництво «Каравела», 2018

ВСТУП

Електромеханічне перетворення енергії є одним із визначних проявів закону збереження енергії в природі і реалізується в системах як природного, так і антропогенного походження. Це явище досить добре вивчено і широко використовується для різноманітних практичних цілей. Сьогодні створено величезну кількість різноманітних технічних пристроїв, які називаються *електромеханічними перетворювачами енергії*. Вони істотно відрізняються один від одного своїм функціональним призначенням, потужністю, швидкістю рухомих частин, конструктивним виконанням та іншими параметрами.

Найважливішим класом електромеханічних перетворювачів є так звані енергетичні електричні машини, призначені для ефективного перетворення механічної енергії на електричну або електричної енергії на механічну. Енергетичні електричні машини (далі просто електричні машини) є важливою складовою сучасних систем генерування і споживання електричної енергії. Практично вся електроенергія в світі створена генераторами електричної енергії, а основним її споживачем є електричні двигуни, що призводять до руху різноманітні пристрої, механізми, транспортні засоби, верстати, побутову та офісну техніку тощо.

У системах розподілу електричної енергії застосовуються електротехнічні пристрої, які отримали назву трансформаторів електричної енергії (далі просто трансформатори). Процеси перетворення електричної енергії з одними параметрами на електричну енергію з іншими параметрами, що відбуваються в трансформаторах, подібні до процесів перетворення енергії в електричних машинах, тому електричні машини і трансформатори вивчаються разом.

У процесі розвитку електромеханіки потреби практики вимагали створення теорії електричних машин і трансформаторів, яка повинна була не тільки пояснити фізичні явища, що відбуваються в цих пристроях, але й дати досить достовірні кількісні співвідношення між параметрами і характеристиками електричних машин і трансформаторів, що створювало б основу для їхнього розрахунку і проектування.

Зусиллями таких видатних вчених-електромехаників, як Р. Ріхтер, Р. Парк, О. О. Горев, Г. Крон, М. П. Костенко, Л. М. Піотровський, Б. Адкінс, Г. М. Петров, О. І. Важнов, О. І. Вольдек, К. Ковач, І. Рац, І. М. Постніков, І. П. Копилов, А. В. Іванов-Смоленський та інших, було створено теорію, яку можна назвати класичною теорією електричних машин. У класичній теорії розглядаються найбільш поширені конструкції електричних машин і трансформаторів. Це насамперед силові трансформатори, асинхронні та синхронні машини змінного струму, колекторні машини постійного струму.

Книга призначена як навчальний посібник з дисципліни «Електричні машини» для студентів, що навчаються за галуззю знань «Електрична інженерія».

Викладення матеріалу розпочинається із загальних відомостей про електричні машини і трансформатори, далі наведено відомості з трансформаторів, асинхронних та синхронних машин, машин постійного струму. Низку загальних питань теорії електричних машин змінного струму виділено до окремого розділу. За кожним типом електричних машин та для трансформаторів спочатку розглянуто основи конструкції, потім – питання теорії та характеристики.

Автори висловлюють щирю подяку рецензентам книги:

Заблудському Миколі Миколайовичу, професору, доктору технічних наук, професору кафедри електричних машин і експлуатації електрообладнання Національного університету біоресурсів і природокористування України;

Плюгину Владиславу Євгеновичу, доценту, доктору технічних наук, професору кафедри Харківського національного університету міського господарства ім. О.М. Бекетова.

1. ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ

1.1. Принципи перетворення енергії в електричних машинах

Електричні машини і трансформатори мають надзвичайно широке застосування в різноманітних галузях промисловості, сільському господарстві, в енергетиці, на транспорті, в авіації, в морському та річковому флоті, медицині, побуті і т. д. Існує велика різноманітність електричних машин. Вони відрізняються за принципом дії, потужністю, характеристиками. Розміри електричних машин змінюються в широких межах. Є машини, декілька штук яких можуть розташуватися у наперстку, а є машини, діаметр яких перевищує 16 метрів. Кількість трансформаторів незліченна, бо електрична енергія при передаванні від виробника до споживача перетворюється до 10 разів.

Електрична машина є електромеханічним перетворювачем енергії, який може перетворювати механічну енергію на електричну та навпаки. Ті електричні машини, в яких відбувається перетворення механічної енергії на електричну, називаються *електричними генераторами*, а машини, в яких здійснюється перетворення електричної енергії на механічну, називаються *електричними двигунами*.

Трансформатор є електростатичним пристроєм, який перетворює одну систему електричних величин на іншу.

Робота трансформатора ґрунтується на фізичному законі електромагнітної індукції. Робота електричної машини базується на фізичних законах електромагнітної індукції та електромагнітних сил.

При поясненні процесів, що виникають в електричній машині або трансформаторі, використовуються два формулювання закону електромагнітної індукції: рівняння Максвелла та рівняння Фарадея.

Згідно із рівнянням Максвелла, змінювання магнітного потоку Φ , зчепленого з замкнутим контуром, у часі t наводить у цьому контурі електрорушійну силу (ЕРС) електромагнітної індукції e :

$$e = -\frac{d\Phi}{dt}. \quad (1.1)$$

Згідно з рівнянням Фарадея в провіднику довжиною l , що пересувається зі швидкістю v в однорідному магнітному полі перпендикуляр-

но лініям магнітного поля з магнітною індукцією B , наводиться ЕРС

$$e = B \cdot l \cdot v. \quad (1.2)$$

Для класичних конструкцій електричних машин і трансформаторів обидва формулювання закону електромагнітної індукції рівноцінні та приводять до однакових результатів, але кожне з них має свої переваги залежно від умов застосування закону. Так, у машинах постійного струму магнітне поле нерухоме, а провідники рухаються; у синхронних машинах магнітне поле обертається, а провідники нерухомі; в асинхронних машинах магнітне поле та провідники обертаються, але з різною швидкістю; в трансформаторах магнітне поле та витки обмоток нерухомі у просторі.

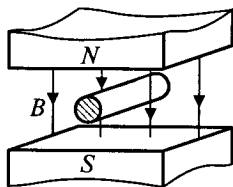


Рисунок 1.1 – Елементарна електрична машина

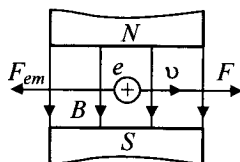


Рисунок 1.2 – Елементарний електричний генератор

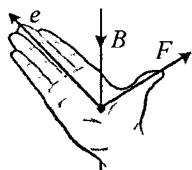


Рисунок 1.3 – Правило правої руки

Елементарна електрична машина складається з одного провідника, що знаходиться в магнітному полі, створеному постійними магнітами (рис. 1.1).

Якщо провідник переміщується у магнітному полі зі швидкістю v під дією зовнішньої сили F , наприклад, зліва направо (рис. 1.2), то в ньому буде наводиться ЕРС, величина якої визначається за (1.2). Напрямок ЕРС визначається за правилом правої руки (рис. 1.3). Якщо напрямок спрямовано за площину рисунку, то він позначається знаком «+». Якщо напрямок спрямовано на глядача, то він позначається знаком «•».

Якщо замкнути провідник на зовнішній опір, то в утвореному електричному колі буде протікати струм i , напрямок якого збігається з напрямком ЕРС e . Струм i взаємодіє з магнітним полем, внаслідок чого створюється електромагнітна сила F_{em} за законом електромагнітних сил. Значення електромагнітної сили визначається за законом Ампера:

$$F_{em} = B \cdot l \cdot i. \quad (1.3)$$

Напрямок дії електромагнітної сили F_{em} визначається за правилом лівої руки (рис. 1.4). Електромагнітна сила F_{em} має зустрічний напрямок до зовнішньої сили F . Якщо зовнішня сила F є рушійною, тоді електромагнітна сила F_{em} є гальмівною. Рух провідника з незмінною швидкістю v можливий, якщо рушійна зовнішня сила F врівноважується гальмівною електромагнітною силою F_{em} :

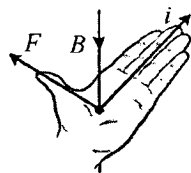


Рисунок 1.4 –
Правило лівої руки

$$F = F_{em}. \quad (1.4)$$

При множенні (1.4) на швидкість v отримується рівняння рівноваги механічної та електромагнітної потужностей:

$$F \cdot v = F_{em} \cdot v. \quad (1.5)$$

При підстановці виразів для швидкості v з (1.2) та сили F_{em} з (1.3) до правої частини (1.5) отримується вираз електричної потужності:

$$F_{em} \cdot v = B \cdot l \cdot i \cdot \frac{e}{B \cdot l} = e \cdot i. \quad (1.6)$$

Таким чином, механічна потужність дорівнює електричній потужності:

$$F \cdot v = e \cdot i. \quad (1.7)$$

Тобто елементарна електрична машина може бути електричним генератором, який перетворює механічну потужність на електричну.

Якщо від стороннього джерела електричної енергії по провіднику пустити струм i , то в результаті взаємодії струму з магнітним полем створиться електромагнітна сила F_{em} (рис. 1.5). Під дією цієї сили провідник почне рухатися зі швидкістю v . Напрямок руху визначається за правилом лівої руки (див. рис. 1.4). При переміщенні провідника в магнітному полі в ньому буде наводитися ЕРС e . Напрямок ЕРС визначається за правилом правої руки (див. рис. 1.3).

Рушійна електромагнітна сила F_{em} врівноважується гальмівною зовнішньою си-

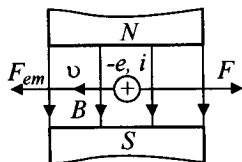


Рисунок 1.5 – Елементарний електричний двигун

лою F :

$$F_{em} = F. \quad (1.8)$$

Електрична потужність, що підводиться до провідника від стороннього джерела, з урахуванням (1.2) та (1.3)

$$e \cdot i = B \cdot l \cdot v \cdot i = F_{em} \cdot v. \quad (1.9)$$

При підстановці (1.9) до (1.7) отримується

$$F_{em} \cdot v = F \cdot v. \quad (1.10)$$

Рівняння рівноваги електричної та механічної потужностей:

$$e \cdot i = F \cdot v. \quad (1.11)$$

Тобто елементарна електрична машина є електричним двигуном, який перетворює електричну потужність на механічну.

Порівнюючи (1.6) і (1.9), формулюється принцип оборотності електричних машин: будь-яка електрична машина може працювати як двигуном, так і генератором із збереженням потужності при нехтуванням втратами потужності в електричній машині.

Для збільшення ЕРС електричної машини в магнітному полі розташовується не один, а низка послідовно з'єднаних провідників, які створюють обмотку. В цій обмотці індукується ЕРС та протікає робочий струм. Частина електричної машини, де розташовується така обмотка, називається *якорем*, а сама обмотка – *обмоткою якоря*. Залежно від призначення та типу електричної машини обмотка якоря розміщується або на статорі, або на роторі.

Магнітне поле в електричній машині може створюватися або постійними магнітами, або електромагнітами. Частина електричної машини, яка створює магнітне поле, називається *індуктором*. Обмотка електромагніта називається *обмоткою індуктора* або, що частіше, *обмоткою збудження*.

Для отримання якомога сильнішого магнітного поля, тобто більших значень магнітної індукції, магнітна система елементарної електричної машини, по якій замикається магнітний потік, виконується з феромагнітного матеріалу (електротехнічної сталі).

Для утворення безперервного руху обмотка розташовується по колу. В цьому разі отримується обертовий рух.

Конструктивно обертова електрична машина складається з нерухомої та обертової частин, між якими існує повітряний проміжок (рис. 1.6). Нерухома частина електричної машини, що містить нерухоме осердя, закріплене в корпусі, з обмоткою, називається *статором 1*. На внутрішній поверхні нерухомого осердя розташовуються пази для вкладання в них обмотки.

Обертова частина електричної машини, що містить обертове осердя з обмоткою, називається *ротором 2*. Обертова частина магнітної системи може мати різне конструктивне виконання, наприклад, бути циліндром, на зовнішній поверхні якого є пази, в яких розташовано обмотку. Для передачі обертового руху ротор закріплюється у підшипникових щитах 3 за допомогою підшипників 4.

Відомості про трансформатори будуть наведені у відповідному розділі.

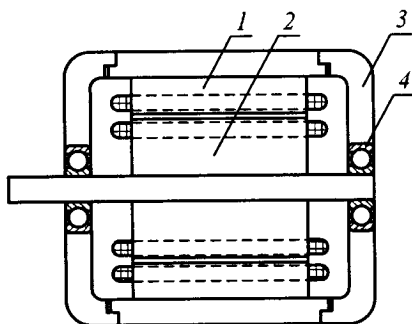


Рисунок 1.6 – Конструктивна схема електричної машини

1.2. Закони електромеханіки

Класична теорія електричних машин базується на законах електромеханіки.

Перший закон. Електромеханічне перетворення енергії не може здійснюватися з коефіцієнтом корисної дії (ККД) більшим або таким, що дорівнює 100 %.

В електромеханічних перетворювачах перетворення механічної енергії на електричну та навпаки відбувається з обов'язковим виділенням теплової енергії. Не можна побудувати електричну машину, в якій електромеханічне перетворення енергії здійснювалося би без її втрат.

Другий закон. Всі електричні машини зворотні, тобто одна й та сама електрична машина може працювати в режимах двигуна та генератора.

Зворотність електричної машини – основна відмінність та перевага електромеханічного перетворювача над іншими перетворювачами енергії.

Третій закон. Електромеханічне перетворення енергії здійснюється магнітними полями, нерухомими одне відносно одного.

Взаємодія магнітних полів статора та ротора, нерухомих одне відносно одного, створює електромагнітний момент. Магнітні поля, що пересуваються одне відносно одного, не створюють електромагнітний момент, а створюють тільки потік теплової енергії, тобто втрати енергії.

1.3. Класифікація електричних машин

Електричні машини класифікуються за призначенням, за родом струму, за принципом дії, за потужністю.

Класифікація за призначенням. Електричні машини за призначенням поділяються на такі види:

електромашинні генератори, що перетворюють механічну енергію на електричну. Вони встановлюються на електричних станціях та транспортних засобах: автомобілях, літаках, тепловозах, кораблях та ін. Також генератори використовуються як джерела живлення в установках зв'язку, пристроях автоматики та ін.;

електричні двигуни, що перетворюють електричну енергію на механічну. Вони приводять до обертання різні машини, механізми та пристрої, які застосовуються у промисловості, сільському господарстві, побуті, зв'язку, автоматичі та ін.;

електромашинні перетворювачі, що перетворюють змінний струм на постійний та навпаки, змінюють значення напруги змінного та постійного струму, частоту, кількість фаз та ін. В останні десятиліття роль електромашинних перетворювачів істотно зменшилася через застосування статичних напівпровідникових перетворювачів. Виключенням є тільки електромашинні перетворювачі величини змінної напруги – фазорегулятори та індукційні регулятори;

електромашинні компенсатори, що здійснюють генерування реактивної потужності в електричних установках для покращання енергетичних показників джерел і приймачів електричної енергії, наприклад, підвищення коефіцієнта потужності;

електромашинні посилювачі, що використовуються для керування об'єктами великої потужності за допомогою електричних сигналів малої потужності, що подаються на їх обмотки керування.

Класифікація за родом струму. Електричні машини за родом

струму поділяють на:

- машини змінного струму;
- машини постійного струму.

Машини змінного струму залежно від принципу дії та особливостей електромагнітної системи поділяють на асинхронні, синхронні та колекторні машини.

Машини постійного струму застосовуються, передусім, як електродвигуни. Генератори постійного струму застосовуються набагато рідше, тому що останнім часом їх замінюють генераторами змінного струму, які працюють з напівпровідниковими випрямлячами.

Класифікація за потужністю. За потужністю електричні машини поділяються на діапазони:

від 0,1 до 600 Вт – мікромашини. Це машини постійного струму, машини змінного струму частотою 50–2000 Гц;

від 0,6 до 10 кВт – машини малої потужності. Це машини постійного струму, машини змінного струму частотою 50–2000 Гц;

від 10 до 500 кВт – машини середньої потужності. Це машини постійного струму, машини змінного струму, як правило, частотою 50 Гц;

більше 500 кВт – машини великої потужності. У машинах постійного струму найбільша потужність сягає 15 000 кВт, в машинах змінного струму (синхронні генератори) – 1 750 000 кВт·А.

Класифікація за типом руху. За типом руху електричні машини поділяються на лінійні та обертові. Класична теорія електричних машин вивчає тільки обертові електричні машини.

1.4. Номінальні дані електричних машин і трансформаторів

Кожна електрична машина або трансформатор має табличку номінальних даних, що вибивається на металевій пластині та прикріплюється до корпусу. В цій табличці вказується тип машини або трансформатора, а також номінальні дані, що характеризують основні енергетичні показники та умови роботи, за яких необхідно експлуатувати електричну машину або трансформатор.

Номінальні дані, які наводяться в табличці номінальних даних для кожного виду електричної машини або трансформатора, регламентуються стандартами. Крім того, зазначаються завод-виробник, рік випус-

ку, клас ізоляції, маса, схема вмикання та ін.

Термін «номінальний» застосовується до всіх величин, які характеризують номінальний режим, тобто режим, в якому електрична машина або трансформатор можуть працювати протягом встановленого строку служби з параметрами, визначеними заводом-виробником.

Номінальною потужністю є потужність, на яку розрахована електрична машина або трансформатор за умовами нагрівання та безаварійної роботи протягом встановленого строку служби. Для електричних двигунів номінальною потужністю є корисна механічна потужність на валу, яка виражається у ватах (Вт) або кіловатах (кВт). Для генераторів постійного струму номінальною потужністю є корисна електрична потужність на затискачах обмотки якоря, що виражається у ватах (Вт) або кіловатах (кВт). Для генераторів змінного струму номінальною потужністю є повна електрична потужність на затискачах обмотки статора, яка виражається у вольт-амперах (В·А) або кіловольт-амперах (кВ·А). Для трансформаторів номінальною потужністю є повна електрична потужність первинної або вторинної обмотки, яка виражається у вольт-амперах (В·А) або кіловольт-амперах (кВ·А). Номінальні потужності всіх видів електричних машин і трансформаторів є стандартизованими. Наприклад, ряд номінальних потужностей електричних машин загальнопромислового використання: 0,01; 0,025; 0,06; 0,1; 0,15; 0,25; 0,4; 0,6; 1,0; 1,06; 2,5; 4,0; 6,0; 10; 16; 25; 40; 60; 90 Вт; 1,1; 1,5; 2,2; 3,0; 3,7; 4,0; 5,5; 6,3; 7,5; 11; 15; 18,5; 22; 30; 37; 45; 55; 63; 75; 90; 110; 132; 150; 160; 185; 200; 220; 250; 280; 300; 315; 335; 355; 375; 400; 475; 500; 530; 560; 600; 630; 670; 710; 750; 800; 850; 900; 950 кВт; 1,0; 1,25; 1,6; 3,0; 2,5; 3,15; 4,0; 5,0; 6,3; 8,0; 10,0 МВт.

Номінальні напруги електричних двигунів і первинних обмоток трансформаторів обираються такими, що дорівнюють стандартним напругам електричних мереж, а генераторів і вторинних обмоток трансформаторів – на 5–10 % більшими для компенсації спадів напруг в мережах.

Найбільш поширеними є такі номінальні напруги:

- для двигунів постійного струму 110, 220, 440 В;
- для генераторів постійного струму 115, 230, 480 В;
- для двигунів змінного струму 220, 380 В і 3, 6, 10 кВ;
- для первинних обмоток трансформаторів 12, 24, 36, 42, 127, 220, 380 В, 3, 6, 10, 20, 35, 110, 150, 220, 330, 500, 750, 1150 кВ

- для генераторів змінного струму і вторинних обмоток трансформаторів 230, 400, 690 В і 3,15; 6,3; 10,5; 21 кВ;
- для первинних обмоток трансформаторів високої напруги 35, кВ;
- для вторинних обмоток трансформаторів високої напруги 3,3; 6,6; 11; 22; 38,5; 121; 165; 242; 347; 525; 787 кВ.

Також є стандартизованими ряди номінальних частот. У країнах Європи, Азії (крім частини Японії, Південної Кореї, Тайваню, Філіппін, Саудівської Аравії), Африки, південної частини Південної Америки, а також в Австралії застосовуються електричні мережі з частотою 50 Гц, в решті країн – 60 Гц. Для бортових електромереж літаків, суден використовується частота 400 Гц.

Електричні машини і трансформатори можуть також працювати за неномінальних умов: зменшеної або збільшеної потужності, відмінних від номінальних напруги та струму і т. ін. Але при роботі за таких умов енергетичні показники відрізняються від паспортних даних. У цьому разі неномінальні умови роботи зазначаються в інструкції з експлуатації електричної машини або трансформатора.

1.5. Матеріали, що застосовуються в електричних машинах і трансформаторах

Класифікація матеріалів. Матеріали, що застосовуються в електричних машинах і трансформаторах, поділяють на три категорії: конструктивні, активні та ізоляційні.

Конструктивні матеріали використовують для виготовлення деталей і частин електричної машини або трансформатора, основним призначенням яких є сприйняття та передавання механічних навантажень. Конструктивними матеріалами є чорні метали – лита та прокатна сталь, сірий та ковкий чавун; кольорові метали та їх сплави; пластмаси. До цих матеріалів висуваються вимоги, що є загальними у машинобудуванні.

Лита сталь застосовується для частин електричних машин, які одночасно є конструктивними частинами та частинами магнітопроводу, де проходить постійний магнітний потік, наприклад, станина, основні та додаткові полюси машин постійного струму; бочка ротора неявнополюсної синхронної машини; полюси та обід ротора синхронної явнополюсної машини. Лита сталь застосовується для деталей з високими механіч-

ними напругами, наприклад, втулка колектора машини постійного струму, підшипникові щити тягових і вибухозахищених двигунів.

Серед прокатної сталі використовується кругла, листова, шестигранна та квадратна. Кругла сталь застосовується для виготовлення валів, втулок, шестерень; шестигранна сталь – для болтів, гайок; квадратна сталь – для кріпильних стрижнів квадратного перерізу; листова сталь – для листів полюсів машин постійного та змінного струму, фундаментних плит, баків трансформаторів, різноманітних кріпильних деталей.

З сірого та ковкого чавуну виготовляються корпуси асинхронних і синхронних двигунів, підшипникові щити електричних машин середньої та великої потужності.

Серед кольорових металів як конструкційний матеріал застосовується алюміній та його сплави з міддю та оловом для виготовлення корпусів, вентиляторів, підшипникових щитів електричних машин малої та середньої потужності. Для виготовлення конструкційних струмопровідних деталей використовують латуні. Для деталей, що працюють на тертя, використовують бронзи та бабіти.

Для виготовлення валів, втулок, корпусів, кріпильних деталей електричних машин малої потужності та електричних двигунів для побутової техніки застосовуються терморезистивні пластмаси.

Активні матеріали поділяють на магнітні та провідникові. Активні матеріали призначені для виготовлення активних частин машини або трансформатора – обмоток та осердь магнітопроводів.

Магнітні матеріали призначаються для виготовлення магнітопроводів електричних машин і трансформаторів. Серед магнітних матеріалів використовуються листова електротехнічна сталь, сталеве лиття, товстолистова сталь.

Найважливіший клас магнітних матеріалів – різні сорти листової електротехнічної сталі. Для зменшення втрат на гістерезис та вихрові струми до складу електротехнічної сталі вводиться кремній. Властивості сталі залежать від вмісту кремнію та умов її виготовлення – холоднокатана чи гарячекатана. Товщина листів електротехнічної сталі, що використовується в електричних машинах і трансформаторах, становить 0,28; 0,35; 0,5; 1,0 мм. Листи електротехнічної сталі мають електроізоляційне термостійке покриття. Магнітні властивості сталей характеризуються кривими намагнічування, які є паспортними даними на виготовлену партію. Усереднені криві намагнічування наводяться в посібниках з про-

ектування електричних машин або трансформаторів. Магнітні втрати на гістерезис та вихрові струми визначаються питомими втратами, тобто втратами в 1 кг сталі при магнітній індукції 1 Тл, частоті 50 Гц та синусоїдній напрузі. Питомі втрати різних сортів електротехнічної сталі наводяться і посібниках з проектування електричних машин або трансформаторів.

До провідникових матеріалів, що застосовуються в електромашинобудуванні та трансформаторобудуванні, належать електролітична мідь та рафінований алюміній. Електролітична мідь має щільність 8900 кг/м³ та питомий активний опір при температурі 20°C (17,24–17,54)·10⁻⁹ Ом/м; рафінований алюміній – 2600–2700 кг/м³ та 28,2·10⁻⁹ Ом/м відповідно.

Провідники з міді з цинком (латуні) та міді з кадмієм, берилієм та фосфором (бронзи) використовуються для виготовлення струмопровідних деталей складної форми, наприклад, короткозамкнених обмоток.

Ізоляційні матеріали. Електроізоляційні матеріали застосовуються в електромашинобудуванні та трансформаторобудуванні для ізоляції частин електричної машини або трансформатора, які знаходяться під різними потенціалами. Електроізоляційні матеріали повинні мати високу нагрівостійкість та теплопровідність, електричну та механічну міцність при мінімальній товщині, малу гігроскопічність. Ці властивості електроізоляційних матеріалів впливають на надійність та строк служби електричних машин і трансформаторів.

Електроізоляційні матеріали можуть бути твердими, рідкими та газоподібними. Газоподібними ізоляційними матеріалами є повітря та вода, що являють собою стосовно до машини навколишнє або охолодне середовище й одночасно виконують функцію електричної ізоляції. Рідкі ізоляційні матеріали застосовують в трансформаторобудуванні у вигляді спеціального сорту мінерального масла, яке називається трансформаторним. Найбільше значення в електромашинобудуванні мають тверді ізоляційні матеріали. Їх можна поділити на групи: неорганічні волокнисті матеріали – скловолокно; різні синтетичні матеріали у вигляді плівок з листового матеріалу або смол; різні емалі, лаки, компаунди на основі синтетичних матеріалів.

Згідно із стандартами електроізоляційні матеріали, що використовуються в електричних машинах і трансформаторах, поділяються на сім класів, з яких на сьогодні використовуються три. Гранично допустима

температура для класу F становить 155°C , для класу H – 180°C , для класу C – більше 180°C . До класу F відносяться плівкові матеріали на основі слюди та скла з синтетичними смолами, наприклад, склолакотканина, склострічка, склотекстоліт, плівкосинтокартон, імідофлекс, синтофолій F та ін. До класу H належать плівкові матеріали на основі слюди та скла з кремнійорганічними смолами, наприклад, плівкосклопласт, синтофолій H, плівка поліімідна та ін. До класу C належать слюда, фосфор, кварц, що використовуються без сполучних матеріалів або з елементоорганічними сполучними речовинами.

Під впливом тепла, вібрацій та інших фізико-хімічних факторів відбувається старіння ізоляції, тобто поступова втрата нею механічної та електричної міцності, навіть при температурах, нижчих за гранично допустиму. Це явище враховується при визначенні строку служби електричних машин і трансформаторів.

Контрольні запитання

1. Дайте визначення електричної машини і трансформатора.
2. На яких законах ґрунтується робота електричної машини і трансформатора?
3. Як формулюється закон електромагнітної індукції?
4. Коли застосовуються правила правої та лівої руки?
5. Як формулюється закон Ампера?
6. Поясніть роботу елементарного електричного генератора.
7. Поясніть роботу елементарного електричного двигуна.
8. Як формулюється принцип оборотності електричних машин?
9. Наведіть конструктивну схему електричної машини.
10. Які частини електричної машини називаються якорем та індуктором?
11. На яких законах електромеханіки базується класична теорія електричних машин?
12. Наведіть класифікаційні ознаки електричних машин.
13. Що називається номінальним режимом електричної машини або трансформатора?
14. Що називається номінальною потужністю електричного двигуна, електричного генератора, трансформатора?
15. Для яких елементів електричних машин і трансформаторів використовуються конструктивні, активні та ізоляційні матеріали?

2. ТРАНСФОРМАТОРИ

2.1. Загальні відомості

Силовий трансформатор (рис. 2.1) – це статичний електро-магнітний пристрій, який має дві або більше обмотки та призначений для перетворення за допомогою електромагнітної індукції однієї або декількох систем змінних напруги та струму в одну або декілька інших систем змінних напруги та струму, які мають інші значення при тій самій частоті. За допомогою трансформаторів також можна змінювати частоту, кількість фаз, форму вихідної напруги.

Електрична енергія виробляється на електричних станціях при напругах від 6 до 30 кВ, а передача електроенергії на довгі відстані здійснюється при значно більших напругах – 220, 330, 400, 500, 750, 1150 кВ. Тому на кожній електростанції встановлюють трансформатори, що збільшують напругу.

Розподілення електричної енергії між промисловими підприємствами, містами, сільськими районами, а також всередині промислових підприємств здійснюється по повітряних та кабельних лініях електропередачі напругою 110, 220, 380 В; 10,6; 20; 35 кВ. Отже, в усіх вузлах розподільних мереж повинні встановлюватися трансформатори, що знижують напругу. Такі трансформатори також необхідно встановлювати безпосередньо у споживачів електроенергії, тому що більшість споживачів змінного струму працюють при напругах 220, 380, 660 В.

Таким чином, електрична енергія при передаванні від електричних станцій до споживачів зазнає багаторазової трансформації. На кожний кіловольт-ампер встановленої генераторної потужності припадає 7–8 кВ·А трансформаторної потужності.

2.2. Класифікація трансформаторів

Класифікація трансформаторів відбувається за призначенням.

Силові трансформатори використовують у мережах енергетичних

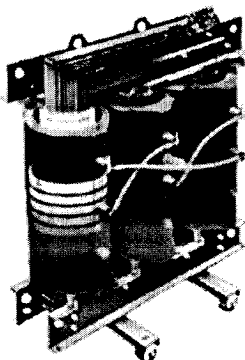


Рисунок 2.1 – Трифазний силовий трансформатор

систем, в розподільчих мережах і в установках, призначених для приймання та використання електричної енергії. Силові трансформатори є найпоширенішим видом трансформаторів через багатократну трансформацію електричної енергії при передаванні від електричних станцій до споживачів. Саме їх вивчає дисципліна «Електричні машини».

Перетворювальні трансформатори використовують у пристроях з напівпровідниковими приладами, де здійснюється випрямлення змінного струму або інвертування постійного струму. Ці трансформатори потужністю до сотень тисяч кіловольт-ампер використовуються в електричних установках промислових підприємств, найчастіше в електричних приводах.

Силові спеціальні трансформатори призначені для живлення електричних печей, зварювальних пристроїв, електричної тяги.

Вимірювальні трансформатори використовують для приєднання вимірювальних приладів у електричних колах високої напруги та сильного струму для розширення меж вимірів.

Випробувальні трансформатори необхідні для отримання високої напруги (до 1 млн. вольт) для випробування електроізоляційних виробів і матеріалів.

Радіотрансформатори використовують для живлення електронних пристроїв, радіоапаратури, телеапаратури, пристроїв зв'язку та автоматики. Потужність таких трансформаторів від десятків до декількох сотень вольт-ампер, кількість вторинних обмоток може сягати десяти. Таких трансформаторів випускається десятки мільйонів на рік, вони є невід'ємною частиною повсякденної побутової техніки – персональних комп'ютерів, телевізорів, радіоприймачів і ін.

Силові трансформатори класифікують:

за умовами роботи – трансформатори, що призначені для роботи в нормальних та спеціальних умовах;

за видом ізолюючого та охолодного середовища – сухі трансформатори, масляні трансформатори, трансформатори, що заповнені негорючим рідким діелектриком, та трансформатори з литою ізоляцією;

за типами, що характеризують призначення та основне конструктивне виконання – однофазні або трифазні, з регулюванням напруги під навантаженням (РПН), з перемиканням без збудження (ПБВ) і т. ін.

2.3. Паспортні дані трансформатора

Кожний трансформатор обладнано табличкою номінальних даних, на якій зазначаються:

- 1) вид трансформатора – трансформатор, автотрансформатор і т. ін.;
- 2) кількість фаз мережі, до якої увімкнено трансформатор, m . На сьогодні здебільшого використовуються трифазні та однофазні трансформатори;
- 3) номінальна потужність трансформатора S_N у кіловольт-амперах (кВ·А) – повна потужність, на яку розраховано трансформатор за умовами нагрівання та безаварійної роботи упродовж усього строку служби;
- 4) номінальна частота f_N у герцах (Гц) – промислова частота 50 Гц, в спеціальних установках – до 400 Гц, можливо проектування трансформаторів на частоту 60 Гц;
- 5) номінальні напруги обмоток вищої напруги (ВН) та нижчої напруги (НН) U_{hN} / U_{lN} у кіловольтах (кВ). Номінальна напруга обмотки ВН визначається діючим значенням номінальної лінійної напруги на затискачах обмотки в колі з більшою напругою. Номінальна напруга обмотки НН визначається діючим значенням номінальної лінійної напруги на затискачах обмотки в колі з меншою напругою при неробочому ході. Першою завжди пишеться величина для обмотки ВН, другою – для обмотки НН. Для однофазних трансформаторів номінальні напруги визначаються фазними напругами;
- 6) номінальні струми обмоток ВН та НН I_{hN} / I_{lN} в амперах (А) – номінальні лінійні струми обмоток ВН та НН, що визначаються діючими значеннями, на які розраховано трансформатор за умовами нагрівання та безаварійної роботи упродовж усього строку служби. Першою завжди пишеться величина для обмотки ВН, другою – для обмотки НН. Для однофазних трансформаторів номінальні струми визначаються фазними струмами;
- 7) умовні позначення схем та груп з'єднання обмоток. Наприклад, для трифазних трансформаторів Y/Y_0-0 , $Y/\Delta-11$. Першою завжди пишеться схема з'єднань обмотки ВН, другою – обмотки НН. Числом від 0 до 11 позначається група з'єднань обмоток трансформатора. Для однофазних трансформаторів існує тільки одна група з'єднань – $I/I-0$;

8) напруга короткого замикання u_k у відсотках (%) – напруга на за- тискачах первинної обмотки при замкненій накоротко вторинній при номінальних струмах в обмотках, виражена у відсотках до номінальної первинної напруги;

9) умовне позначення способу системи охолодження;

10) повна маса у кілограмах (кг);

11) маса ізоляційного масла у кілограмах (кг);

Крім того, в технічних умовах на трансформатор мають бути зазна- чені:

втрати неробочого ходу P_o у ватах (Вт) – втрати потужності в магні- топроводі трансформатора при номінальній напрузі первинної обмотки;

втрати короткого замикання P_{kN} у ватах (Вт) – втрати потужності в обмотках трансформатора при номінальних струмах в обмотках;

струм неробочого ходу i_o у відсотках (%) – струм первинної обмотки в режимі неробочого ходу при номінальній напрузі, виражається у від- сотках до номінального струму первинної обмотки;

номінальний ККД η_N , у відносних одиницях (в.о.) або у відсотках (%) (може бути відсутнім) – ККД, визначений для номінального режиму, тобто при номінальних напругах та струмах трансформатора.

2.4. Принцип дії трансформатора

Теорія трансформаторів розглядається на прикладі найпростішого трансформатора, який являє собою однофазний двообмотковий дво- стрижневий трансформатор (рис. 2.2).

Однофазний двообмотковий трансформатор складається з замкне- ного феромагнітного осердя (маг- нітопроводу) та двох обмоток (ко- тушок), розташованих на ньому та зчеплених з єдиним магнітним потоком Φ .

Використання феромагнітно- го замкненого осердя істотно зменшує магнітний опір на шляху магнітного потоку та зменшує йо- го розсіювання. Феромагнітне осердя виконується шихтованим

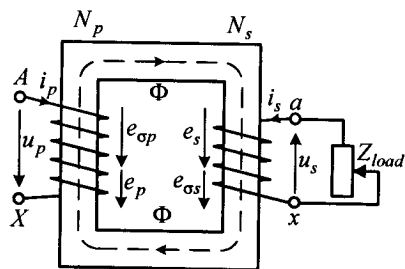


Рисунок 2.2 – Електромагнітна схема найпростішого трансформатора

Використання феромагнітно- го замкненого осердя істотно зменшує магнітний опір на шляху магнітного потоку та зменшує йо- го розсіювання. Феромагнітне осердя виконується шихтованим

(складеним із окремих тонких пластин). Це необхідно для зменшення магнітних втрат від змінного магнітного потоку.

Обмотка, яка приєднується до джерела змінного струму, називається *первинною обмоткою*. Величини, що стосуються первинної обмотки, мають індекс p (*primary*). Обмотка, до якої приєднується навантаження, називається *вторинною обмоткою*. Величини, що стосуються вторинної обмотки, мають індекс s (*secondary*).

Первинна обмотка AX з кількістю витків N_p приєднується до мережі змінного струму частотою f з напругою u_p . До затискувачів вторинної обмотки ax з кількістю витків N_s приєднується навантаження з повним опором Z_{load} . У первинній обмотці протікає змінний струм i_p , що у магнітопроводі створює змінний магнітний потік Φ , напрямком якого для кожного моменту часу визначається за правилом свердлика (правого гвинта). Відповідно до закону електромагнітної індукції магнітний потік Φ індукує в обмотках ЕРС первинної та вторинної обмоток відповідно

$$e_p = -N_p \frac{d\Phi}{dt}; \quad (2.1)$$

$$e_s = -N_s \frac{d\Phi}{dt}. \quad (2.2)$$

Якщо вторинну обмотку замкнути на опір навантаження Z_{load} , то під впливом ЕРС e_s у колі вторинної обмотки протікатиме змінний струм i_s , а на затискачах вторинної обмотки ax установиться змінна напруга u_s . Напруга u_s за своєю сутністю є спадом напруги на опорі Z_{load} .

Таким чином, електрична енергія з мережі передається до навантаження зі змінюванням величини напруги на опорі навантаження.

Характер змінювання струмів в обмотках, магнітного потоку, ЕРС, вторинної напруги визначається характером змінювання первинної напруги. Якщо вона змінюється за синусоїдним законом, то інші величини будуть змінюватися за тим самим законом, але з різними початковими фазами.

При синусоїдному змінюванні величин миттєвим значенням ЕРС e , напруги u та струму i відповідають їх діючі значення ЕРС E , напруги U та струму I відповідно.

2.5. Коефіцієнт трансформації

Найважливіший параметр трансформатора – це коефіцієнт трансформації, який визначається за формулою:

$$n = \frac{E_h}{E_l} = \frac{N_h}{N_l}. \quad (2.3)$$

Величини, що стосуються обмотки вищої напруги мають індекс *h* (*high*), а величини, що стосуються обмотки нижчої напруги – індекс *l* (*low*).

Коефіцієнт трансформації завжди більше 1 ($n > 1$).

Для інженерних розрахунків, зважаючи на малість спаду напруги на активних та індуктивних опорах обмоток трансформатора, можна вважати, що коефіцієнт трансформації

$$n = \frac{E_h}{E_l} \approx \frac{U_h}{U_l}. \quad (2.4)$$

Якщо $N_p > N_s$, то $U_p > U_s$. У цьому випадку трансформатор називається знижувальним. Якщо $N_p < N_s$, то $U_p < U_s$. У цьому випадку трансформатор називається підвищувальним.

Будь-який силовий трансформатор можна застосовувати і як підвищувальний, і як знижувальний.

ККД трансформаторів становить 0,95–0,99 (більші значення відповідають трансформаторам більшої потужності), тобто втрати потужності в трансформаторах малі, і ними можна знехтувати. Тому можна вважати, що повні потужності первинної та вторинної обмоток однакові:

$$S_p = S_s, \text{ або } U_p \cdot I_p = U_s \cdot I_s. \quad (2.5)$$

Отже,

$$\frac{U_p}{U_s} = \frac{I_s}{I_p}. \quad (2.6)$$

З (2.6) можна зробити висновок: для знижувального трансформатора в скільки разів зменшується напруга вторинної обмотки, у стільки ж разів підвищується струм на виході, для підвищувального трансформатора навпаки – в скільки разів збільшується напруга вторинної обмотки, у стільки ж разів знижується струм на виході.

2.6. Конструкція трансформаторів

2.6.1. Магнітопроводи

Магнітопроводи трансформаторів будь-якого призначення та потужності завжди виконуються шихтованими з електротехнічної сталі товщиною 0,35 або 0,28 мм.

Конструкція магнітопроводів трансформатора визначається його призначенням та потужністю. За конструкцією магнітопроводу трансформатори поділяються на стрижневі; броньові; бронестрижневі; тороїдальні. Для однофазних трансформаторів малої потужності використовують стрижневі, броньові та тороїдальні магнітопроводи; середньої потужності – стрижневі; великої потужності – стрижневі та бронестрижневі.

Частина магнітопроводу, на якій розташовано обмотки, називається *стрижнем*. Ділянки магнітопроводу, що з'єднують між собою стрижні називаються *ярмами* (рис. 2.3). Проходження магнітного потоку Φ по магнітопроводу зазвичай позначається пунктирною лінією посередині поперечного перерізу елемента магнітопроводу.

В броньових магнітопроводах (рис. 2.4) ширина середнього стрижня виконується в 2 рази більшою за ширину бокових стрижнів. Цей тип магнітопроводу має розгалужене ярмо, що прикриває (бронює) обмотки. Така конструкція дозволяє зменшити вдвічі величину магнітного потоку Φ , який проходить по ярмах та по бокових стрижнях.

Тороїдальний магнітопровід (рис. 2.5) має форму тора. Магнітний потік Φ проходить по колу магнітопроводу. Обмотки рівномірно розташовується по всьому колу стрижня.

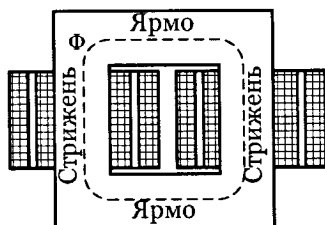


Рисунок 2.3 – Стрижневий магнітопровід однофазного трансформатора

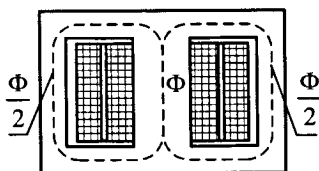


Рисунок 2.4 – Броньовий магнітопровід однофазного трансформатора

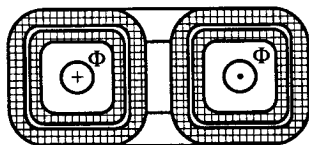


Рисунок 2.5 – Тороїдальний магнітопровід однофазного трансформатора

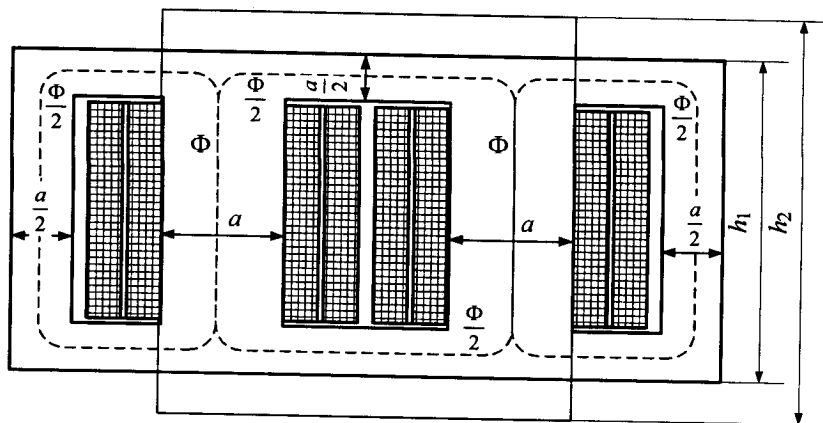


Рисунок 2.6 – Бронестрижневий магнітопровід однофазного трансформатора

Бронестрижневий трансформатор (рис. 2.6) має магнітопровід із розгалуженими ярами. Метою використання цієї конструкції є зниження габаритної висоти h_1 . Якщо трансформатор має велику потужність, то при транспортуванні залізницею висота є обмежувачим розміром (висота провіту залізничних мостів). Порівняно зі стрижневим магнітопроводом висотою h_2 , висота бронестрижневого трансформатора h_1 менша на ширину середніх стрижнів a .

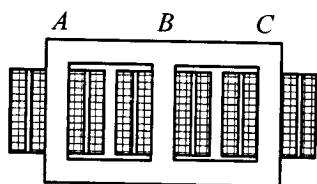


Рисунок 2.7 – Плоский тристрижневий магнітопровід трифазного трансформатора

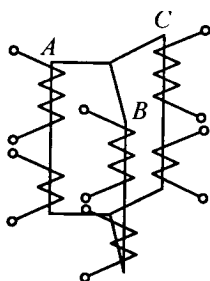


Рисунок 2.8 – Схема просторового трифазного магнітопроводу

Для трифазних трансформаторів малої та середньої потужності використовують плоскі тристрижневі магнітопроводи (рис. 2.7). На одному стрижні розміщуються обмотки вищої та нижчої напруг відповідних фаз. Така конструкція проста, але плоский магнітопровід магнітно несиметричний. Тому переважно застосовують просторові тристрижневі магнітопроводи (рис. 2.8).

Для трифазних трансформаторів великої потужності використовують стрижневий або плоский бронестрижневий магнітопровід (зменшення габаритної висоти).

Для дуже потужних трифазних трансформаторів магнітопроводи виконують із трьох окремих однофазних стрижневих магнітопроводів. У цьому випадку трифазний трансформатор називається трансформаторною групою.

За способом шихтування (складання магнітопроводу з окремих тонких листів) магнітопроводи поділяються на стикові та шихтовані «внапусток».

У стикових магнітопроводах (рис. 2.9) стрижні та ярма збираються окремо і з'єднуються разом за допомогою конструкційних деталей. Недоліками цієї конструкції є мала механічна міцність і неминучі технологічні повітряні зазори у стиках ярем та стрижнів. Перевагою цієї конструкції є простота посадки обмоток на стрижні. Після посадки на стрижні обмоток нижчої та вищої напруг за допомогою скоб, кожухів, шпильок стрижні та ярма збираються разом.

У магнітопроводах, що шихтовані «внапусток», розташування листів у сусідніх шарах змінюється (рис. 2.10). До переваг цієї конструкції належать висока механічна міцність та зменшення повітряних технологічних зазорів. Недоліком є необхідність розшифрування верхнього ярма для посадки обмоток на стрижні. Це є трудомісткою технологічною операцією.

Поперечні перерізи стрижнів та ярем для трансформаторів малої потужності мають форму прямокутника (рис. 2.11, а) або квадрата (рис. 2.11, б), для трансформаторів середньої та великої по-

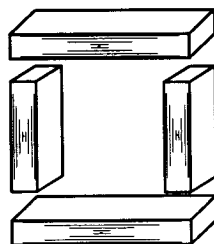


Рисунок 2.9 – Стиковий магнітопровід

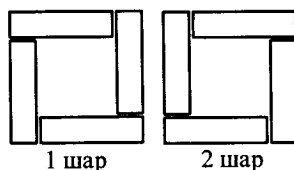


Рисунок 2.10 – Розташування листів магнітопроводу в сусідніх шарах при шихтуванні «внапусток»

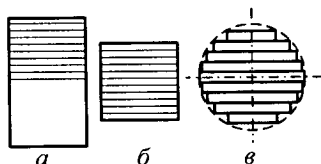


Рисунок 2.11 – Поперечні перерізи стрижнів та ярем магнітопроводів прямокутної (а); квадратної (б) та сідчасті (в) форм

тужності форму східчастої фігури, що вписана у коло, (рис. 2.11 *в*). При східчастій формі краще використовується внутрішній об'єм обмотки: зростає площа поперечного перерізу активної сталі та з'являється можливість пропустити більший магнітний потік. Форма поперечного перерізу ярма така сама, як і стрижнів. Однак, поперечний переріз ярма трифазних трансформаторів приблизно на 5 % більший за переріз стрижня. Це робиться для зменшення впливу магнітної несиметрії.

Для поліпшення охолодження в магнітопроводі можуть виконуватися поздовжні та поперечні канали.

Листи пакета стрижнів скріплюються за допомогою склобандажа, який накладається на їхню поверхню. Листи пакетів ярем скріплюються за допомогою яремних балок. Яремні балки верхнього та нижнього ярем скріплюються за допомогою шпильок за межами магнітопроводу.

2.6.2. Обмотки трансформаторів

Обмотки трансформаторів виконуються з мідних або алюмінієвих провідників круглого або прямокутного перерізу.

За способом розташування обмотки вищої та нижчої напруг бувають концентричними (рис. 2.12) та переміжними (рис.2.13).

Концентричні обмотки (рис. 2.12) виконуються у вигляді циліндрів, що одягаються на стрижень магнітопроводу один поверх одного. Ближче до стрижня розташовується обмотка нижчої напруги для більш легкого ізолювання. Ізоляційні відстані між обмоткою нижчої напруги та заземленим магнітопроводом δ_1 , між обмотками нижчої та вищої напруг δ_2 , між обмотками та ярмом δ_3 визначаються номінальними напругами,

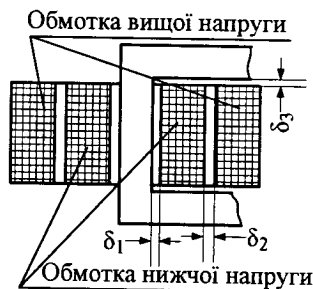


Рисунок 2.12 – Стрижень та ярма трансформатора з концентричними обмотками



Рисунок 2.13 – Стрижень та ярма трансформатора з переміжними обмотками

потужністю трансформатора та способом охолодження.

Переміжні обмотки (див. рис. 2.13) використовуються тільки для спеціальних трансформаторів. Обмотки нижчої та вищої напруг виконуються у вигляді окремих котушок, що почергово насаджуються на стрижень.

За способом намотування обмотки поділяються на такі типи:

циліндричні обмотки (рис. 2.14), що виконуються з проводу круглого та прямокутного перерізу, витки при намотуванні розташовуються впритул один до одного. Використовуються для трансформаторів малої та середньої потужності для обмоток нижчої та вищої напруг;

гвинтові обмотки (рис. 2.15), що виконуються з проводу прямокутного перерізу, кількість паралельних проводів до шістнадцяти в одному витку, намотуються з повітряними каналами по гвинтовій лінії. Використовуються тільки для обмоток нижчої напруги;

спіральні безперервні обмотки (рис. 2.16), котушки яких виконуються з проводу круглого або прямокутного перерізу, складаються з окремих дисків з витками, які укладено по спіралі. Використовуються тільки для обмоток вищої напруги. Технологічне виконання складне, але конструкція обмотки зручна для виконання відгалужень для регулювання напруги.

2.6.3. Системи охолодження трансформаторів

У трансформаторах використовується повітряне та масляне охолодження.

Повітряні трансформатори встановлюють в житлових і виробничих

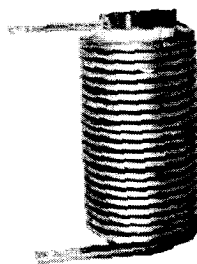


Рисунок 2.14 – Циліндрична обмотка трансформатора

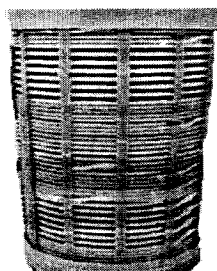


Рисунок 2.15 – Гвинтова обмотка трансформатора

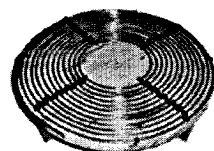


Рисунок 2.16 – Диск спіральної обмотки трансформатора

помешканнях, де знаходяться люди. Масляні трансформатори застосовуються на відкритому повітрі або в приміщеннях за відсутності людей, тому що трансформаторне масло легкозаймисте та токсичне.

У масляних трансформаторах (рис. 2.17) магнітопровід з обмотками повністю розташовується в баці 1, який заповнений трансформаторним маслом. Електрична міцність трансформаторного масла істотно вища за електричну міцність повітря, тому можна зменшити ізоляційні проміжки та габарити трансформатора. Теплопровідність трансформаторного масла в багато разів більша за повітря. Отже, збільшується відведення тепла від активних частин магнітопроводу, підвищується густина струму в обмотках, зменшуються габарити трансформатора та витрати активних матеріалів. Для збільшення поверхні охолодження бак виконується ребристим 2 або облаштовується трубами та навісними охолоджувачами. На верхній кришці бака розташовуються виведення обмоток вищої та нижчої напруг 3, маслорозширювальний бачок 4 і захисна апаратура.

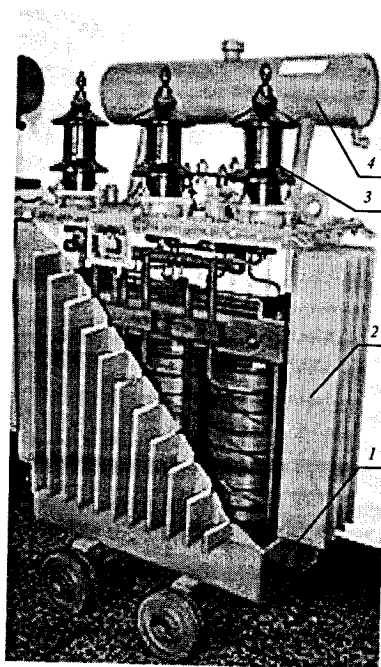


Рисунок 2.17 – Трифазний силовий трансформатор із масляним охолодженням

2.7. Електромагнітні процеси та рівняння напруг трансформатора в режимі неробочого ходу

В режимі неробочого ходу на первинну обмотку трансформатора з мережі змінного струму підводиться напруга u_p , вторинну обмотку розімкнено (рис. 2.18). Струм вторинної обмотки i_s дорівнює нулю.

Під дією напруги u_p в первинній обмотці протікає струм неробочого ходу трансформатора i_{po} . Протікаючи по первинній обмотці з кількістю витків N_p , струм i_{po} створює магніторушійну силу (МРС) неробочого ходу F_{po} . Величина МРС F_{po} визначається за загальним правилом:

$$F_{po} = i_{po} N_p. \quad (2.7)$$

МРС F_{po} створює два магнітних потоки: основний магнітний потік (магнітний потік взаємної індукції) Φ та магнітний потік розсіювання первинної обмотки неробочого ходу $\Phi_{\sigma po}$.

Основний магнітний потік Φ замикається по магнітопроводу та зчіплюється з первинною та вторинною обмотками. Магнітний потік Φ створює потікозчеплення первинної та вторинної обмоток:

$$\Psi_p = \Phi \cdot N_p; \quad (2.8)$$

$$\Psi_s = \Phi \cdot N_s. \quad (2.9)$$

Магнітний потік розсіювання первинної обмотки неробочого ходу $\Phi_{\sigma po}$ зчіплюється тільки з первинною обмоткою та замикається здебільшого по повітряю. Магнітний опір на шляху цього магнітного потоку дуже великий, тому магнітний потік $\Phi_{\sigma po}$ дуже малий. Магнітний потік $\Phi_{\sigma po}$ створює потікозчеплення розсіювання первинної обмотки неробочого ходу $\Psi_{\sigma po}$.

Згідно з законом електромагнітної індукції, магнітні потоки Φ та

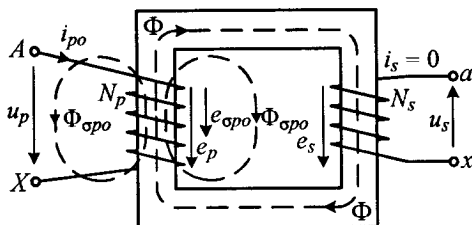


Рисунок 2.18 – Електромагнітна схема трансформатора в режимі неробочого ходу

$\Phi_{\sigma po}$ індукують основну ЕРС самоіндукції в первинній обмотці e_p , ЕРС розсіювання неробочого ходу $e_{\sigma po}$, а також ЕРС взаємної індукції у вторинній обмотці e_s :

$$e_p = -\frac{d\Psi_p}{dt} = -N_p \cdot \frac{d\Phi}{dt}; \quad (2.10)$$

$$e_s = -\frac{d\Psi_s}{dt} = -N_s \cdot \frac{d\Phi}{dt}; \quad (2.11)$$

$$e_{\sigma po} = -\frac{d\Psi_{\sigma po}}{dt}. \quad (2.12)$$

Рівняння миттєвих значень напруг первинної та вторинної обмоток складаються за другим законом Кірхгофа:

$$\begin{cases} u_p + e_p + e_{\sigma po} = i_{po} R_p; \\ e_s = u_s, \end{cases} \quad (2.13)$$

де R_p – активний опір первинної обмотки.

Зважаючи на малість ЕРС $e_{\sigma po}$ і спаду напруги на первинній обмотці $i_{po} R_p$ по відношенню до ЕРС e_p , величинами $e_{\sigma po}$ та $i_{po} R_p$ можна знехтувати.

Тоді система рівнянь (2.13) спрощується:

$$\begin{cases} u_p = -e_p; \\ u_s = e_s. \end{cases} \quad (2.14)$$

Якщо підведена напруга змінюється в часі t за синусоїдним законом з амплітудою U_{pm} та кутовою частотою $\omega = 2\pi f$:

$$u_p = U_{pm} \sin \omega t, \quad (2.15)$$

тоді, зважаючи на перше рівняння (2.14), ЕРС також буде за тим самим законом:

$$e_p = E_{pm} \sin(\omega t - \pi). \quad (2.16)$$

Амплітуди ЕРС E_{pm} і напруги U_{pm} дорівнюють одна одній (рис. 2.19):

$$E_{pm} = U_{pm}. \quad (2.17)$$

ЕРС e_p і e_s створені одним магнітним потоком взаємної індукції Φ . Отже, вони збігаються за фазою. Якщо напруга u_p є синусоїдною функцією часу, то ЕРС e_p та e_s також є синусоїдними функціями часу.

Характер змінювання магнітного потоку у часі $\Phi(t)$ визначається за (2.10). Звідки

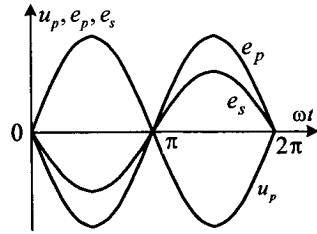


Рисунок 2.19 – Графіки миттєвих значень напруги та ЕРС первинної обмотки та ЕРС вторинної обмотки трансформатора

$$d\Phi = -\frac{e_p}{N_p} dt. \quad (2.18)$$

Тоді

$$\begin{aligned} \Phi &= -\frac{1}{N_p} \cdot \int e_p dt = -\frac{1}{N_p} \cdot \int E_{pm} \sin(\omega t - \pi) dt = \\ &= \frac{E_{pm}}{\omega N_p} \cdot \cos(\omega t - \pi) = \Phi_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right). \end{aligned} \quad (2.19)$$

Як виходить з (2.19), якщо напруга $u_p(t)$ є синусоїдною функцією, то магнітний потік $\Phi(t)$ також є синусоїдною функцією.

Амплітуда магнітного потоку з (2.19) та (2.17)

$$\Phi_m = \frac{E_{pm}}{\omega N_p} = \frac{U_{pm}}{\omega N_p}. \quad (2.20)$$

Залежності ЕРС e_p і e_s від магнітного потоку Φ отримуються при підстановці (2.19) до (2.10) та (2.11) відповідно:

$$e_p = -N_p \cdot \frac{d}{dt} \Phi_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) = -N_p \Phi_m \omega \sin \omega t; \quad (2.21)$$

$$e_s = -N_s \cdot \frac{d}{dt} \Phi_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) = -N_s \Phi_m \omega \sin \omega t. \quad (2.22)$$

ЕРС e_p і e_s відстають від магнітного потоку Φ на кут $\frac{\pi}{2}$ або 90° .

Амплітуда ЕРС первинної обмотки

$$E_{pm} = \omega N_p \Phi_m = 2\pi f N_p \Phi_m. \quad (2.23)$$

Амплітуда ЕРС вторинної обмотки

$$E_{sm} = \omega N_s \Phi_m = 2\pi f N_s \Phi_m. \quad (2.24)$$

Якщо всі величини змінюються за синусоїдним законом, можливо застосування комплексного (символічного) методу, тобто всі рівняння для миттєвих значень можна замінити рівняннями для їх комплексних зображень (символів).

Система рівнянь напруг трансформатора в режимі неробочого ходу при синусоїдному змінюванні величин у часі набуде вигляду:

$$\begin{cases} \underline{U}_p = -\underline{E}_p; \\ \underline{U}_s = \underline{E}_s. \end{cases} \quad (2.25)$$

Діюче значення ЕРС первинної обмотки

$$E_p = \frac{E_{pm}}{\sqrt{2}} = \pi\sqrt{2} f \Phi_m N_p \approx 4,44 f \Phi_m N_p. \quad (2.26)$$

Діюче значення ЕРС вторинної обмотки

$$E_s = \frac{E_{sm}}{\sqrt{2}} = \pi\sqrt{2} f \Phi_m N_s \approx 4,44 f \Phi_m N_s. \quad (2.27)$$

Формули для діючих значень ЕРС E_p та E_s називаються формулами трансформаторної ЕРС (мають важливе значення в теорії машин змінного струму).

З (2.26) і (2.27) отримується вираз для амплітуди магнітного потоку:

$$\Phi_m = \frac{E_p}{4,44 f N_p} = \frac{E_s}{4,44 f N_s}. \quad (2.28)$$

Для інженерного застосування використовується вираз магнітного потоку при нехтуванні величинами ЕРС $e_{\sigma po}$ та спаду напруги $i_{po} R_p$:

$$\Phi_m = \frac{U_p}{4,44 f N_p}. \quad (2.29)$$

Амплітуда магнітного потоку Φ_m визначається підведеною напругою до первинної обмотки U_p , частотою мережі живлення f , кількістю витків первинної обмотки N_p та не залежить від навантаження трансформатора. При переході від неробочого ходу до режиму номінального навантаження амплітуда магнітного потоку не змінюється (це положення є важливим в теорії машин змінного струму). Насправді є зміни на 3–5 % за рахунок наявності магнітних потоків розсіювання.

2.8. Магнітний розрахунок трансформаторів

При шихтованому магнітопроводі можна вважати, що вихрові струми, які протікають в магнітопроводі, не впливають на основний магнітний потік. Отже, миттєвому значенню МРС первинної обмотки F_{po} відповідає миттєве значення магнітного потоку Φ . Для трансформаторів залежність $\Phi(F_{po})$ називається магнітною характеристикою. Магнітна характеристика визначається при магнітному розрахунку.

Метою магнітного розрахунку трансформаторів є визначення МРС, що необхідна для створення заданого магнітного потоку в магнітопроводі з відомою конфігурацією з відомих матеріалів. Конфігурація магнітопроводу та матеріали обираються відповідно до рекомендацій щодо проектування трансформаторів.

Магнітний розрахунок трансформаторів базується на законі повного струму, згідно з яким циркуляція вектора напруженості \vec{H} магнітного поля по контуру l дорівнює алгебраїчній сумі струмів ΣI , що охоплюються цим контуром:

$$\oint_l \vec{H} dl = \Sigma I. \quad (2.30)$$

Для магнітного розрахунку трансформаторів припускається, що замкнений контур інтегрування замінюється сукупністю однорідних ділянок з постійною геометрією та матеріалом; інтегрування замінюється додаванням по окремих ділянках кількістю k ; сумою струмів є МРС неробочого ходу трансформатора (2.7).

З урахуванням цих припущень (2.30) перетворюється на вираз:

$$\sum_{i=1}^k H_i l_i = I_{po} N_p, \quad (2.31)$$

де H_i – напруженість магнітного поля i -ї ділянки; l_i – довжина ліній магнітного потоку на i -й ділянці; I_{po} – діюче значення струму первинної обмотки при неробочому ході.

Таким чином, магнітний розрахунок зводиться до розрахунку магнітних напруг всіх ділянок, які входять до складу магнітного кола трансформатора.

Порядок магнітного розрахунку трансформатора

1. Магнітне коло трансформатора розбивається на ділянки з постійною геометрією та матеріалом.
2. Визначається величина магнітного потоку за (2.29).
3. Визначається магнітна індукція кожної i -ї ділянки:

$$B_i = \frac{\Phi_m}{S_i}, \quad (2.32)$$

де S_i – площа поперечного перерізу i -ї ділянки магнітопроводу.

Зменшення площі поперечного перерізу шихтованої ділянки магнітопроводу за рахунок ізоляційного шару між листами електротехнічної сталі враховується коефіцієнтом заповнення сталлю. Його величина залежить від товщини електротехнічної сталі та електроізоляційного покриття. Значення коефіцієнту заповнення сталлю наводяться в посібниках з проектування та знаходяться в межах 0,93–0,97.

4. За величиною магнітної індукції B_i визначається напруженість H_i . Магнітний потік трансформатора проходить крізь ділянки з лінійною залежністю $B(H)$ (повітряні стикові проміжки між стрижнями та ярмами) та з нелінійною залежністю $B(H)$ (елементи магнітопроводу). Напруженість H_i визначається:

а) для ділянок із лінійною залежністю $B(H)$ – за формулою $H_i = \frac{B_i}{\mu_0}$, де μ_0 – магнітна проникність повітря, що становить $4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м;

б) для ділянок із нелінійною залежністю $B(H)$ (ферромагнітні ділянки) – за кривою намагнічування для марки сталі, з якої виготовлено елемент магнітопроводу.

5. Визначається магнітна напруга кожної i -ї ділянки: $U_i = H_i \cdot l_i$.

6. Визначається МРС, необхідна для створення заданого магнітного потоку як сума магнітних напруг ділянок магнітопроводу: $F_{po} = \sum_{i=1}^k U_i$.

Наприклад, для однофазного трансформатора зі стиковим магнітопроводом (рис. 2.20) довжиною l_i є довжина середньої лінії поперечного перерізу елемента магнітопроводу. Так, для стрижнів довжина середньої лінії є відрізком довжиною l_c , для яра – довжина кривої, обмеженої стрілками, l_y . Також до складу магнітного кола трансформатора входять чотири повітряних стикових проміжки довжиною δ . У загальному випадку розміри стрижнів і ярм та їх матеріали різні.

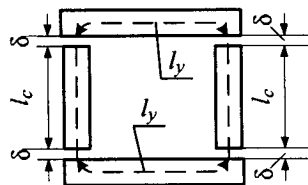


Рисунок 2.20 – Ділянки стикового магнітопроводу трансформатора

Величина МРС трансформатора зі стиковим магнітопроводом отримується за виразом:

$$F = \sum_{i=1}^k U_i = 2H_c l_c + 2H_y l_y + 4B_\delta \cdot \frac{1}{\mu_0} \cdot \delta = I_{po} N_p, \quad (2.33)$$

де H_c , H_y – напруженості магнітного поля стрижня та ярма відповідно; B_δ – магнітна індукція повітряного стикового проміжку.

Повторенням магнітного розрахунку для ряду значень магнітного потоку одержується магнітна характеристика $\Phi(F)$ (рис. 2.21).

Магнітна характеристика має три ділянки:

I – магнітне коло ненасичене, магнітна характеристика лінійна;

II – у межах цієї ділянки магнітопровід починає насичатися, у кінці цієї зони настає насичення (в металі феромагнітних ділянок всі домени зорієнтовані за напрямком магнітного поля);

III – ділянка перенасичення, в межах якої навіть багатократне збільшення струму неробочого ходу призводить до незначного збільшення магнітного потоку.

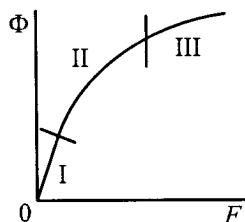


Рисунок 2.21 – Типовий вигляд магнітної характеристики

Для значної більшості електричних машин і трансформаторів робочою зоною магнітної характеристики є ділянка II, тобто магнітопроводи електричних машин і трансформаторів значною мірою насичені. При цьому досягається оптимальне використання активних матеріалів – міді та електротехнічної сталі.

При роботі на I ділянці магнітної характеристики потрібні незначні струми для створення магнітного потоку. Але при незначних магнітних індукціях зростають витрати сталі, трансформатор стає громіздким.

Робота трансформатора на III ділянці потребує великої магнітної індукції. При цьому покращується використання сталі, але збільшується кількість витків обмотки для створення значної МРС, тобто зростають витрати міді, і трансформатор стає дорогим.

2.9. Величина та форма струму неробочого ходу трансформатора

Трансформатор є нелінійним пристроєм, тому що магнітне коло трансформатора значною мірою насичене. Якщо до трансформатора підвести синусоїдну напругу, то при неробочому ході струм буде несинусоїдним.

Форма струму визначається графічно методом перенесення точок (рис. 2.22). У I квадранті розташовується магнітна характеристика трансформатора, у II квадранті – залежність магнітного потоку у часі $\Phi(\omega t)$ (2.19). Перенесенням декількох точок у IV квадранті отримується

залежність $i_{po}(\omega t)$. Крива $i_{po}(\omega t)$ є несинусоїдною, має загострену форму. Розкладення в ряд Фур'є кривої $i_{po}(\omega t)$ крім гармоніки першого порядку містить вищі гармоніки, основна з яких третього порядку. При додаванні першої та третьої гармонік можна побачити вплив третьої гармоніки на форму сумарної залежності (рис. 2.23). У силових трансформаторах відношення амплітуд третьої до першої гармоніки становить 0,3–0,5.

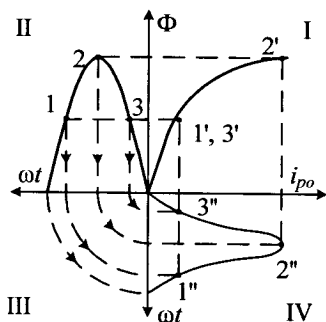


Рисунок 2.22 – Побудова кривої струму неробочого ходу

Для зручності користування несинусоїдний струм неробочого ходу замінюється еквівалентним синусоїдним з діючим значенням:

$$I_{por} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_{po}^2 dt}. \quad (2.34)$$

Еквівалентний синусоїдний струм неробочого ходу називається реактивною складовою струму неробочого ходу. Практично те саме значення струму можна визначити шляхом магнітного розрахунку:

$$I_{por} \approx \frac{F_{po}}{N_p}. \quad (2.35)$$

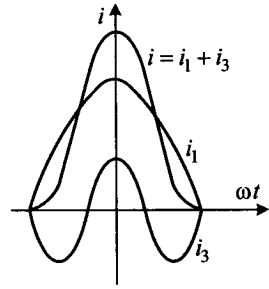


Рисунок 2.23 – Вплив третьої гармоніки на форму струму неробочого ходу

Струм I_{por} є носієм реактивної потужності, що необхідна для створення основного магнітного потоку трансформатора.

Носієм активної потужності є активна складова струму неробочого ходу I_{poa} . Вона витрачається на покриття втрат потужності в трансформаторі.

У магнітопроводі трансформатора, незважаючи на шихтоване виконання, виникають магнітні втрати P_{mag} . Вони складаються з втрат на гістерезис і втрат на вихрові струми.

Втрати на гістерезис завжди існують у магнітопроводах при проходженні змінного магнітного потоку (втрати на молекулярному рівні).

Втрати від вихрових струмів залежать від товщини листів магнітопроводу: чим тонший лист, тим менші втрати від вихрових струмів. Але до нуля вони ніколи не зменшуються.

Під впливом магнітних втрат магнітопровід нагрівається.

Магнітні втрати розраховуються за емпіричними формулами.

Для визначення магнітних втрат трансформатора користуються однією з найпоширеніших формул:

$$P_{mag} = \sum_{i=1}^k \left[p_{i,0/50} \cdot B_i^2 \cdot \left(\frac{f}{50} \right)^{\beta} \cdot m_i \right], \quad (2.36)$$

де $P_{i1,0/50}$ – питомі втрати в 1 кг сталі при магнітній індукції 1 Тл і частоті перемагнічування 50 Гц. Для кожної марки сталі значення цих втрат указується в довідниках; B_i – магнітна індукція i -ї ділянки магнітного кола; m_i – маса i -ї ділянки магнітного кола; β – показник степені, що залежить від марки сталі магнітопроводу.

При протіканні по витках обмотки струму виникають електричні втрати.

Електричні втрати первинної обмотки при неробочому ході

$$P_{elo} = I_{po}^2 \cdot R_p. \quad (2.37)$$

Повні втрати потужності трансформатора при неробочому ході

$$P_o = P_{mag} + P_{elo}. \quad (2.38)$$

Втратами P_{elo} нехтують через малий активний опір первинної обмотки R_p . Тоді втрати потужності P_o будуть складатися тільки з магнітних втрат

$$P_o \approx P_{mag}. \quad (2.39)$$

Активна складова струму неробочого ходу трансформатора

$$I_{poa} \approx \frac{P_{mag}}{U_p}. \quad (2.40)$$

Активна складова струму неробочого ходу трансформатора значно менша за реактивну складову, $I_{poa} \leq 0,1 I_{por}$.

Струм неробочого ходу трансформатора містить активну та реактивну складові:

$$\underline{I}_{po} = \underline{I}_{por} + \underline{I}_{poa}. \quad (2.41)$$

Діюче значення струму неробочого ходу трансформатора

$$I_{po} = \sqrt{I_{por}^2 + I_{poa}^2}. \quad (2.42)$$

Струм I_{po} становить 0,5–5 % від номінального струму первинної обмотки (менші значення відповідають трансформаторам більшої потужності).

2.10. Параметри трансформатора в режимі неробочого ходу

Зважаючи на те що струм I_{por} забезпечує створення магнітного потоку та відповідно до закону електромагнітної індукції, ЕРС первинної обмотки, виражена через індуктивність взаємної індукції L_m ,

$$e_p = -L_m \cdot \frac{di_{por}}{dt}. \quad (2.43)$$

Аналогічно (2.43) та з урахуванням (2.3) ЕРС вторинної обмотки

$$e_s = \frac{e_p}{n} = -L_m \cdot \frac{di_{por}}{dt} \cdot \frac{1}{n}. \quad (2.44)$$

При змінненні в часі величин ЕРС первинної та вторинної обмоток за синусоїдним законом можна перейти до комплексної форми запису через індуктивний опір взаємної індукції $X_{Lm} = \omega L_m$:

$$\underline{E}_p = -j\omega L_m \underline{I}_{por} = -jX_{Lm} \underline{I}_{por}; \quad (2.45)$$

$$\underline{E}_s = -jX_{Lm} \underline{I}_{por} \cdot \frac{1}{n}. \quad (2.46)$$

Зважаючи на перше рівняння (2.25), з (2.45) реактивна складова струму неробочого ходу

$$\underline{I}_{por} = \frac{\underline{U}_p}{jX_{Lm}}. \quad (2.47)$$

За аналогією з (2.47) надається активна складова струму неробочого ходу:

$$\underline{I}_{poa} = \frac{\underline{U}_p}{R_{Lm}}, \quad (2.48)$$

де R_{Lm} – деякий фіктивний активний опір.

Повний струм неробочого ходу

$$\underline{I}_{po} = \frac{\underline{U}_p}{R_{Lm}} + \frac{\underline{U}_p}{jX_{Lm}}. \quad (2.49)$$

Формулі (2.49) відповідає схема заміщення, яка наведена на рис. 2.24. В цій схемі $I_{poa} \ll I_{por}$ та $X_{Lm} \ll R_{Lm}$.

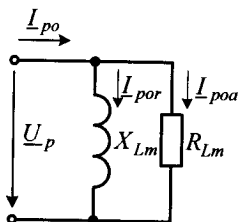


Рисунок 2.24 – Схема заміщення трансформатора при неробочому ході (паралельне з'єднання)

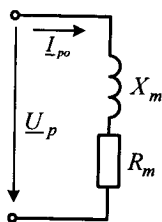


Рисунок 2.25 – Схема заміщення трансформатора при неробочому ході (последовне з'єднання)

Для зручності розрахунків паралельне з'єднання замінюється послідовним (рис. 2.25) так, щоби комплексний опір схеми заміщення \underline{Z}_m залишався незмінним.

Індуктивний опір взаємної індукції, який відображає існування магнітного потоку,

$$X_m = \frac{R_{Lm}^2}{X_{Lm}^2 + R_{Lm}^2} \cdot X_{Lm}. \quad (2.50)$$

Фіктивний активний опір, що упрощується до схеми заміщення трансформатора для відображення магнітних втрат трансформатора,

$$R_m = \frac{X_{Lm}^2}{X_{Lm}^2 + R_{Lm}^2} \cdot R_{Lm}. \quad (2.51)$$

Величина R_m визначається магнітними втратами:

$$R_m = \frac{P_{mag}}{I_{po}^2}. \quad (2.52)$$

Враховуючи співвідношення між опором X_{Lm} і R_{Lm} в існуючих трансформаторах, можна вважати, що опори $X_m \approx X_{Lm}$ та $R_m = \frac{X_{Lm}^2}{R_{Lm}}$.

Причому $X_m \gg R_m$.

Схемі заміщення при послідовному з'єднанні елементів (див. рис. 2.25) відповідає рівняння, складене за другим законом Кірхгофа:

$$\underline{U}_p = \underline{I}_{po} R_m + j \underline{I}_{po} X_m = \underline{I}_{po} \underline{Z}_m. \quad (2.53)$$

За рівняннями (2.25), (2.41), (2.53) та з урахуванням фазових зсувів між величинами будується векторна діаграма для схеми заміщення трансформатора в режимі неробочого ходу (рис. 2.26).

Порядок побудови векторної діаграми

1. Вектор магнітного потоку $\underline{\Phi}$ спрямовується горизонтально.
2. Вектори ЕРС \underline{E}_p та \underline{E}_s відстають від вектору магнітного потоку $\underline{\Phi}$ на кут 90° . Співвідношення між довжинами векторів ЕРС \underline{E}_p та \underline{E}_s визначається за (2.3).
3. За першим рівнянням (2.25) будується вектор напруги \underline{U}_p .
4. За рівнянням (2.41) будується вектор струму \underline{I}_{po} . Напрямок вектора струму \underline{I}_{por} завжди збігається з напрямком вектора магнітного потоку $\underline{\Phi}$, а напрямок вектора струму \underline{I}_{poa} – завжди йому перпендикулярний та випереджаючий.
5. З кінця вектора напруги \underline{U}_p опускається перпендикуляр на напрямок вектора струму \underline{I}_{po} .
6. За рівнянням (2.53) будуються вектори спадів напруги $\underline{I}_{po}R_m$ і $j\underline{I}_{po}X_m$.

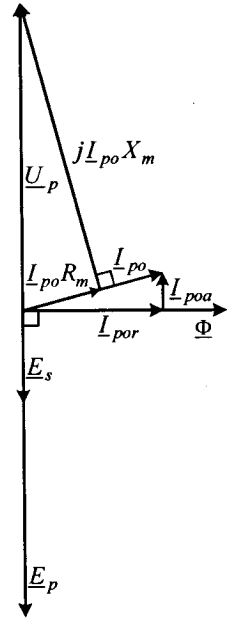


Рисунок 2.26 – Векторна діаграма трансформатора в режимі неробочого ходу

2.11. Електромагнітні процеси та рівняння МРС і струмів трансформатора в режимі навантаження

У режимі навантаження до первинної обмотки трансформатора з мережі змінного струму підводиться напруга u_p (рис. 2.27). Під дією цієї напруги в первинній обмотці протікатиме струм i_p . До вторинної обмотки підключається навантаження опором \underline{Z}_{load} . В контурі вторинної об-

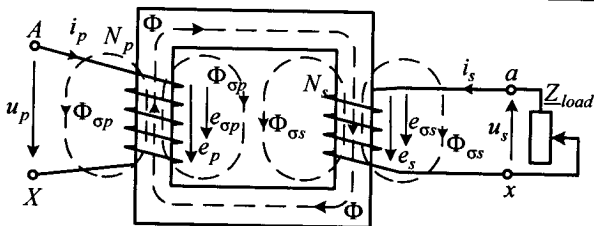


Рисунок 2.27 – Електромагнітна схема найпростішого трансформатора в режимі навантаження

мотки протікатиме струм i_s , а на навантаженні встановиться напруга u_s . Величина цієї напруги буде залежати від величини та характеру навантаження (суто активне, активно-індуктивне, активно-ємнісне). Суто індуктивне та суто ємнісне навантаження не розглядаються, як малоїмовірні.

Електромагнітні процеси в трансформаторі при навантаженні розглядаються при синусоїдальній залежності у часі змінних величин, тому можна користуватись комплексною формою запису величин.

При неробочому ході у трансформаторі діє одна МРС – МРС неробочого ходу первинної обмотки (2.7):

$$\underline{E}_{po} = \underline{I}_{po} N_p. \quad (2.54)$$

Ця МРС створює основний магнітний потік Φ . Амплітуду основного магнітного потоку можна визначити з закону Ома для однорідної ділянки магнітного кола:

$$\Phi_m = \frac{\sqrt{2} \underline{E}_{po}}{R_{mag}} = \frac{\sqrt{2} \underline{I}_{po} N_p}{R_{mag}}, \quad (2.55)$$

де R_{mag} – магнітний опір магнітного кола трансформатора.

У трансформаторі в режимі навантаження діють дві МРС: МРС первинної обмотки $\underline{I}_p N_p$ та МРС вторинної обмотки $\underline{I}_s N_s$, які своєю сумісною дією створюють основний магнітний потік з амплітудою

$$\Phi_m = \frac{\sqrt{2} \cdot (\underline{I}_p N_p + \underline{I}_s N_s)}{R_{mag}}. \quad (2.56)$$

При переході від неробочого ходу до режиму номінального наван-

таження амплітуда магнітного потоку не змінюється (доведено в під-розд. 2.7). Праві частини (2.55) та (2.56) можуть бути порівняні одна з одною:

$$\frac{\sqrt{2}I_{po}N_p}{R_{mag}} = \frac{\sqrt{2} \cdot (I_p N_p + I_s N_s)}{R_{mag}}. \quad (2.57)$$

Перетворюючи (2.57), отримується рівняння МРС трансформатора:

$$I_{po}N_p = I_p N_p + I_s N_s. \quad (2.58)$$

Сума МРС первинної та вторинної обмоток трансформатора при навантаженні незмінна та дорівнює МРС неробочого ходу.

Якщо обидві частини (2.58) поділити на N_p та виразити струм первинної обмотки, то отримується рівняння струмів трансформатора:

$$I_p = I_{po} + \left(-I_s \cdot \frac{N_s}{N_p} \right). \quad (2.59)$$

Струм, отриманий за (2.59), трансформатор споживає з живильної електромережі при навантаженні. Струм первинної обмотки I_p має дві складові. Першою складовою є струм неробочого ходу I_{po} (2.41). Другою

складовою є струм $\left(-I_s \cdot \frac{N_s}{N_p} \right)$, що виникає в первинній обмотці для

компенсації розмагнічувальної дії вторинної обмотки. Струм $\left(-I_s \cdot \frac{N_s}{N_p} \right)$

ще називається компенсаційним струмом. Крім того, цей струм є носієм потужності з живильної електромережі до первинної обмотки для подальшої передачі її до навантаження.

З рівняння струмів трансформатора (2.59) випливає, що будь-яка зміна струму у вторинній обмотці викличе відповідну зміну струму в первинній обмотці.

2.12. Рівняння напруг трансформатора в режимі навантаження

Основний магнітний потік Φ індукуює в первинній і вторинній обмотках ЕРС взаємної індукції e_p (2.10) та (2.11) відповідно.

При навантаженні в обмотках трансформатора протікають струми i_p та i_s , що створюють магнітні потоки розсіювання $\Phi_{\sigma p}$ і $\Phi_{\sigma s}$ відповідно. Ці магнітні потоки замикаються здебільшого по повітрю та не беруть участі у корисному перетворенні енергії. Магнітні потоки $\Phi_{\sigma p}$ та $\Phi_{\sigma s}$ індукують в обмотках ЕРС розсіювання $e_{\sigma p}$ та $e_{\sigma s}$, які можна виразити через індуктивності розсіювання первинної та вторинної обмоток $L_{\sigma p}$ і $L_{\sigma s}$ відповідно:

$$e_{\sigma p} = -L_{\sigma p} \frac{di_p}{dt}; \quad (2.60)$$

$$e_{\sigma s} = -L_{\sigma s} \frac{di_s}{dt}. \quad (2.61)$$

Рівняння напруг для первинної та вторинної обмоток складаються за другим законом Кірхгофа:

$$\begin{cases} u_p + e_p + e_{\sigma p} = i_p R_p; \\ e_s + e_{\sigma s} = i_s R_s + u_s, \end{cases} \quad (2.62)$$

де R_s – активний опір вторинної обмотки.

Розв'язанням (2.62) відносно напруг u_p і u_s отримуються рівняння напруг трансформатора:

$$\begin{cases} u_p = -e_p - e_{\sigma p} + i_p R_p; \\ u_s = e_s + e_{\sigma s} - i_s R_s. \end{cases} \quad (2.63)$$

Якщо всі величини, що входять до рівнянь, змінюються у часі за синусоїдним законом, можна перейти до комплексної форми запису:

$$\begin{cases} \underline{U}_p = -\underline{E}_p - \underline{E}_{\sigma p} + \underline{I}_p R_p; \\ \underline{U}_s = \underline{E}_s + \underline{E}_{\sigma s} - \underline{I}_s R_s. \end{cases} \quad (2.64)$$

ЕРС розсіювання $\underline{E}_{\sigma p}$ та $\underline{E}_{\sigma s}$ замінюються еквівалентними індуктивними спадами напруги:

$$\begin{cases} \underline{E}_{\sigma p} = -j\omega L_{\sigma p} \underline{I}_p = -jX_{\sigma p} \underline{I}_p; \\ \underline{E}_{\sigma s} = -j\omega L_{\sigma s} \underline{I}_s = -jX_{\sigma s} \underline{I}_s, \end{cases} \quad (2.65)$$

де $X_{\sigma p}$ і $X_{\sigma s}$ – індуктивні опори розсіювання первинної та вторинної об-

моток відповідно.

Підставляючи (2.65) до (2.64), рівняння напруг трансформатора при навантаженні набувають вигляду:

$$\begin{cases} \underline{U}_p = -\underline{E}_p + jX_{\sigma p} \underline{I}_p + \underline{I}_p R_p; \\ \underline{U}_s = \underline{E}_s - jX_{\sigma s} \underline{I}_s - \underline{I}_s R_s. \end{cases} \quad (2.66)$$

Активні та індуктивні опори об'єднуються в комплексні опори первинної та вторинної обмоток відповідно:

$$\underline{Z}_p = R_p + jX_{\sigma p}; \quad (2.67)$$

$$\underline{Z}_s = R_s + jX_{\sigma s}. \quad (2.68)$$

Рівняння напруг трансформатора при навантаженні з об'єднанням активних та індуктивних опорів:

$$\begin{cases} \underline{U}_p = -\underline{E}_p + \underline{I}_p \underline{Z}_p; \\ \underline{U}_s = \underline{E}_s - \underline{I}_s \underline{Z}_s. \end{cases} \quad (2.69)$$

2.13. Зведений трансформатор

Зведення – розрахунковий захід, який полегшує аналіз процесів у трансформаторі. При зведенні порядок величин вторинної обмотки трансформатора наближається до порядку величин первинної обмотки. Для отримання зведеного трансформатора реальний трансформатор замінюється еквівалентним, у якого кількість витків первинної обмотки дорівнює кількості витків вторинної обмотки, тобто $N'_s = N_p$. Позначка (') є символом зведення. У зведеному трансформаторі коефіцієнт трансформації $n = 1$ завжди.

При зведенні трансформатора магнітний зв'язок між обмотками замінюється електричним зв'язком.

У зведеного трансформатора кількість витків обмоток однакова, отже, ЕРС первинної та зведеної вторинної обмоток однакові за величиною, $E_p = E'_s$. ЕРС E_p та E'_s створені одним магнітним потоком взаємної індукції, отже співпадають за фазою.

Якщо ЕРС однакові, то електричні потенціали точок (1 та 2) і (1' та 2') (рис. 2.28) попарно дорівнюють один одному. Тобто ці точки можуть бути з'єднані електрично. Магнітний зв'язок обмоток замінюється електричним.

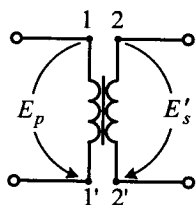


Рисунок 2.28 –
Схема однофазного
двообмоткового
трансформатора

При зведенні трансформатора МРС і магнітні поля повинні залишитись без змін, тобто зведена МРС вторинної обмотки має дорівнювати МРС реальної вторинної обмотки:

$$I'_s N'_s = I_s N_s. \quad (2.70)$$

Зважаючи на те що кількість витків $N'_s = N_p$, то з (2.70) отримується формула зведення вторинного струму:

$$I'_s = I_s \cdot \frac{N_s}{N_p} = \frac{I_s}{k_{ps}}, \quad (2.71)$$

де k_{ps} – коефіцієнт зведення,

$$k_{ps} = \frac{N_p}{N_s} = \frac{E_p}{E_s}. \quad (2.72)$$

Треба мати на увазі, що коефіцієнт зведення трансформатора k_{ps} числово дорівнює коефіцієнту трансформації n .

При зведенні трансформатора магнітний потік взаємної індукції повинен залишатися незмінним. Зважаючи на те що кількість витків $N'_s = N_p$, зведена ЕРС вторинної обмотки має дорівнювати ЕРС первинної обмотки: $E'_s = E_p$. З (2.72) отримуються формули зведення вторинних ЕРС та напруги відповідно:

$$E'_s = E_p = k_{ps} E_s; \quad (2.73)$$

$$U'_s = k_{ps} U_s. \quad (2.74)$$

Електричні втрати в міді вторинної обмотки зведеного та реального трансформаторів мають бути однаковими:

$$I_s'^2 R'_s = I_s^2 R_s. \quad (2.75)$$

З (2.75) отримується формула зведення активного опору вторинної обмотки:

$$R'_s = R_s \cdot \left(\frac{I_s}{I'_s} \right)^2 = k_{ps}^2 R_s. \quad (2.76)$$

Магнітні поля вторинної обмотки зведеного та реального трансформаторів мають бути однаковими. Для цього геометричні розміри та розташування вторинної обмотки в зведеному трансформаторі повинні зберігатися. Тоді, зважаючи на пропорційність індуктивного опору індуктивності, а індуктивності, в свою чергу, квадрату кількості витків, отримується формула зведення індуктивного опору вторинної обмотки:

$$X'_{\sigma s} = k_{ps}^2 X_{\sigma s}. \quad (2.77)$$

Комплексний опір вторинної обмотки зведеного трансформатора

$$\underline{Z}'_s = R'_s + jX'_{\sigma s}. \quad (2.78)$$

Підставляючи (2.76) та (2.77) до (2.78), отримується формула зведення повного опору вторинної обмотки:

$$\underline{Z}'_s = k_{ps}^2 \underline{Z}_s. \quad (2.79)$$

За аналогією з (2.79) отримується формула зведення опору навантаження:

$$\underline{Z}'_{load} = k_{ps}^2 \underline{Z}_{load}. \quad (2.80)$$

Далі буде розглядатися тільки зведений трансформатор.

2.14. Схема заміщення трансформатора в режимі навантаження

За допомогою схеми заміщення розраховуються втрати потужності в трансформаторі та змінювання напруги трансформатора в режимі навантаження.

Схема заміщення складається на підставі рівнянь для зведеного трансформатора, отриманих з (2.69), (2.59), (2.71), (2.73), (2.25), (2.53):

$$\underline{U}_p = -\underline{E}_p + \underline{I}_p \underline{Z}_p; \quad (2.81)$$

$$\underline{U}'_s = \underline{E}'_s - \underline{I}'_s \underline{Z}'_s; \quad (2.82)$$

$$\underline{I}_p = \underline{I}_{po} + (-\underline{I}'_s); \quad (2.83)$$

$$\underline{E}_p = \underline{E}'_s = -\underline{I}_{po} \underline{Z}_m; \quad (2.84)$$

$$\underline{U}'_s = \underline{I}'_s \underline{Z}'_{load}. \quad (2.85)$$

Схема заміщення будується на загальноприйнятих засадах: на підставі системи рівнянь (2.81)–(2.85) отримується вираз вигляду

$\underline{U}_p = \underline{I}_p \cdot \underline{Z}_{ek}$, де \underline{Z}_{ek} – еквівалентний опір, за аналітичним виразом якого будується схема заміщення.

З (2.83) виражається струм \underline{I}'_s та підставляється до (2.82) з урахуванням (2.84) та (2.85):

$$(\underline{I}_{po} - \underline{I}_p) \cdot \underline{Z}'_{load} = -\underline{I}_{po} \cdot \underline{Z}_m - (\underline{I}_{po} - \underline{I}_p) \cdot \underline{Z}'_s \quad (2.86)$$

Рівняння (2.86) розв'язується відносно \underline{I}_{po} :

$$\underline{I}_{po} = \underline{I}_p \cdot \frac{\underline{Z}'_s + \underline{Z}'_{load}}{\underline{Z}'_s + \underline{Z}'_{load} + \underline{Z}_m} \quad (2.87)$$

Отриманий вираз (2.87) підставляється до (2.81) з урахуванням (2.84):

$$\begin{aligned} \underline{U}_p &= \underline{I}_p \cdot \frac{(\underline{Z}'_s + \underline{Z}'_{load})\underline{Z}_m}{\underline{Z}'_s + \underline{Z}'_{load} + \underline{Z}_m} + \underline{I}_p \underline{Z}_p = \\ &= \underline{I}_p \cdot \left[\underline{Z}_p + \frac{(\underline{Z}'_s + \underline{Z}'_{load})\underline{Z}_m}{\underline{Z}'_s + \underline{Z}'_{load} + \underline{Z}_m} \right] = \underline{I}_p \underline{Z}_{ek}. \end{aligned} \quad (2.88)$$

На підставі (2.88) для \underline{Z}_{ek} складається схема заміщення (рис. 2.29).

Якщо розкрити опори \underline{Z}_p , \underline{Z}'_s , \underline{Z}_m , то отримується розгорнута або повна схема заміщення (рис. 2.30).

Аналіз схеми за окремими елементами:

активні опори схеми заміщення R_p , R'_s , R_m відбивають процес перетворювання електричної енергії на теплову та враховують існування втрат потужності у трансформаторі:

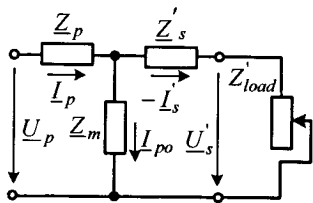


Рисунок 2.29 – Згорнута схема заміщення однофазного трансформатора

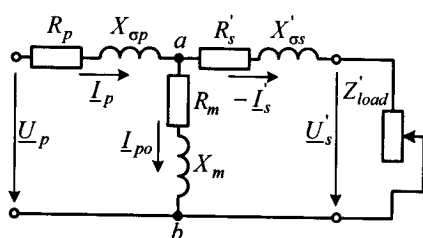


Рисунок 2.30 – Розгорнута схема заміщення однофазного трансформатора

R_p – активний опір первинної обмотки. Втрати $I_p^2 R_p$ є електричними втратами первинної обмотки;

R'_s – зведений активний опір вторинної обмотки. Втрати $(I'_s)^2 R'_s$ є електричними втратами вторинної обмотки;

R_m – фіктивний активний опір. Втрати $I_{po}^2 R_m$ числово дорівнюють магнітним втратам у магнітопроводі трансформатора;

індуктивні опори $X_{\sigma p}$, $X'_{\sigma s}$, X_m відображають перетворення електричної енергії на енергію магнітного поля. Ці опори відбивають існування магнітних потоків:

X_m – існування основного магнітного потоку Φ ;

$X_{\sigma p}$ – існування магнітного потоку розсіювання первинної обмотки $\Phi_{\sigma p}$;

$X'_{\sigma s}$ – існування магнітного потоку розсіювання вторинної обмотки $\Phi_{\sigma s}$.

Ділянка ab схеми заміщення (див. рис. 2.30) називається віткою намагнічування.

Активні та індуктивні опори, що входять до схеми заміщення, називаються параметрами трансформатора.

Параметри трансформатора можуть виражатися у відносних одиницях (в. о.). Величини, що виражаються у відносних одиницях, мають у літерному позначенні індекс *. Базовою величиною, на яку ділять параметри, є опір

$$Z_{\varphi N} = \frac{U_{\varphi N}}{I_{\varphi N}}. \quad (2.89)$$

Для силових трансформаторів повний опір вітки намагнічування $Z_{m*} = \frac{Z_m}{Z_{\varphi N}} = 25\text{--}200$ в. о., повні опори первинної та зведеної вторинної обмоток

$$Z_{p*} = Z'_{s*} = \frac{Z_p}{Z_{\varphi N}} = \frac{Z'_s}{Z_{\varphi N}} = 0,025\text{--}0,1 \text{ в. о.} \text{ Таким чином, } Z_{m*} \gg Z_{p*}.$$

Оскільки струм I_{po} дуже малий та становить 0,5–5 % I_{pN} , ним нехтують, тобто зі схеми заміщення видаляється вітка намагнічування ab .

Таке спрощення використовується при визначенні експлуатаційних характеристик трансформатора.

2.15. Векторна діаграма трансформатора в режимі навантаження

Векторна діаграма використовується для визначення змінювання вторинної напруги трансформатора при навантаженні.

Відповідно до рівнянь (2.81)–(2.85) будується векторна діаграма трансформатора в режимі навантаження (рис. 2.31). Векторна діаграма побудована для найбільш характерного випадку активно-індуктивного навантаження.

Порядок побудови векторної діаграми

1. Вектор магнітного потоку Φ спрямовується горизонтально.
2. Вектори ЕРС $\underline{E}_p = \underline{E}'_s$ відстають від вектора магнітного потоку Φ на кут 90° .

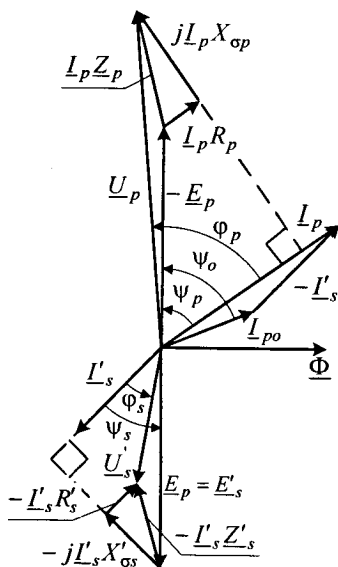


Рисунок 2.31 – Векторна діаграма однофазного трансформатора в режимі навантаження

3. Під кутом $\psi_s = \arctg \frac{X'_{os} + X'_{load}}{R'_s + R'_{load}}$

до вектора ЕРС \underline{E}'_s проводиться вектор струму \underline{I}'_s .

4. За рівнянням (2.82) будується вектор напруги \underline{U}'_s .

5. Під кутом $\psi_o = \arctg \frac{X_m}{R_m}$ до век-

тора $-\underline{E}_p$ проводиться вектор струму \underline{I}_{p0} .

6. За рівнянням (2.83) будується вектор струму \underline{I}_p .

7. За рівнянням (2.81) будується вектор напруги \underline{U}_p .

8. Кут φ_s між векторами напруги \underline{U}'_s та струму \underline{I}'_s визначається параметрами навантаження трансформа-

тора, тобто $\varphi_s = \arctg \frac{X'_{load}}{R'_{load}}$. Величина $\cos \varphi_s$ називається коефіцієнтом потужності трансформатора, який необхідний для визначення робочих характеристик трансформатора.

2.16. Визначення параметрів трансформатора за допомогою дослідів неробочого ходу та короткого замикання

2.16.1. Дослід неробочого ходу

Для проведення дослідів неробочого ходу однофазного двообмоткового трансформатора T (рис. 2.32) вторинна обмотка замикається на вольтметр, опір якого дуже великий, тобто трансформатор знаходиться в режимі неробочого ходу. Для зручності та безпеки проведення дослідів трансформатор до мережі підключається як знижувальний.

Під час дослідів підведена напруга u_p змінюється у межах $(0-1,1)U_{pN}$. При цьому реєструється напруга неробочого ходу первинної обмотки U_{po} вольтметром $PV1$, напруга неробочого ходу вторинної обмотки U_{so} – вольтметром $PV2$, струм неробочого ходу I_{po} – амперметром PA , потужність неробочого ходу P_o – ватметром PW .

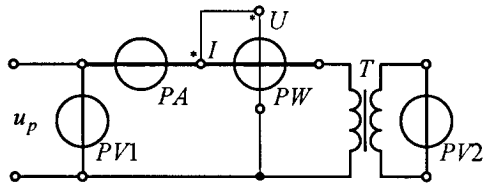


Рисунок 2.32 – Електрична схема дослідів неробочого ходу однофазного трансформатора

За результатами вимірювань розраховуються: повний, активний та індуктивний опори неробочого ходу

$$Z_o = \frac{U_{po}}{I_{po}}; \quad (2.90)$$

$$R_o = \frac{P_o}{I_{po}^2}; \quad (2.91)$$

$$X_o = \sqrt{Z_o^2 - R_o^2}; \quad (2.92)$$

коефіцієнт трансформації

$$n = \frac{U_{po}}{U_{so}}; \quad (2.93)$$

коефіцієнт потужності неробочого ходу

$$\cos \varphi_o = \frac{P_o}{U_{po} I_{po}}. \quad (2.94)$$

Фізичне розуміння опорів \underline{Z}_o , R_o , X_o встановлюється за допомогою схеми заміщення (рис. 2.33).

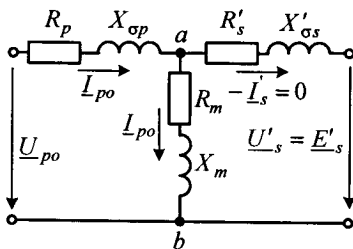


Рисунок 2.33 – Схема заміщення однофазного трансформатора в режимі неробочого ходу

Праву частину схеми заміщення можна відкинути, тому що струм $I'_s = 0$. Тоді:

еквівалентний повний опір схеми заміщення, який називається повним опором неробочого ходу,

$$\underline{Z}_o = \underline{Z}_p + \underline{Z}_m; \quad (2.95)$$

еквівалентний активний опір схеми заміщення, який називається активним опором неробочого ходу,

$$R_o = R_p + R_m; \quad (2.96)$$

еквівалентний індуктивний опір схеми заміщення, який називається індуктивним опором неробочого ходу,

$$X_o = X_{\sigma p} + X_m. \quad (2.97)$$

Повний опір первинної обмотки \underline{Z}_p значно менший за повний опір вітки намагнічування \underline{Z}_m , тому опором \underline{Z}_p можна знехтувати. Тоді можна вважати, що опори $\underline{Z}_o = \underline{Z}_m$; $R_o = R_m$; $X_o = X_m$. Таким чином, дослід неробочого ходу дозволяє визначити параметри вітки намагнічування ab .

Рівняння трансформатора на неробочому ході з урахуванням опорів первинної обмотки R_p та $X_{\sigma p}$:

$$\begin{cases} \underline{U}_{po} = -\underline{E}_p + j\underline{I}_{po}X_{\sigma p} + \underline{I}_{po}R_p; \\ \underline{U}'_{so} = \underline{E}'_s; \\ \underline{I}_p = \underline{I}_{po}. \end{cases} \quad (2.98)$$

За результатами досліду неробочого ходу будуть залежності $I_{po}(U_{po})$, $P_o(U_{po})$, $\cos\varphi_o(U_{po})$ (рис. 2.34), які називаються характеристиками неробочого ходу. Залежності будуть в одних координатних осях з загальною віссю U_{po} та окремими – I_{po} , P_o , $\cos\varphi_o$.

Вигляд характеристик обумовлюється характером змінювання магнітного опору трансформатора. При збільшенні підведеної напруги магнітопровід трансформатора переходить із ненасиченого стану до насиченого, при цьому магнітний опір змінюється. Змінювання магнітного опору визначається за магнітною характеристикою трансформатора (див. рис. 2.21).

При збільшенні підведеної напруги u_p магнітний потік зростає відповідно до (2.29). Доки магнітопровід є ненасиченим, трансформатор має лінійний магнітний опір. Залежність $I_{po}(U_{po})$ є лінійною. З насиченням магнітопроводу залежність $I_{po}(U_{po})$ стає нелінійною. Якщо напруга $U_{po} > U_{pN}$, то магнітопровід насичується, його магнітний опір різко та нелінійно збільшується, що призводить до швидкого зростання струму I_{po} . Якщо напруга більше номінальної на 30 %, магнітний потік збільшується на 30 %, а струм неробочого ходу збільшиться в 7–10 разів.

При напрузі $U_{po} = U_{pN}$ струм I_{po} називається струмом неробочого ходу. Його виражають у відсотках від номінального струму трансформатора:

$$i_{po} \% = \frac{I_{po}}{I_{pN}} \cdot 100 \%. \quad (2.99)$$

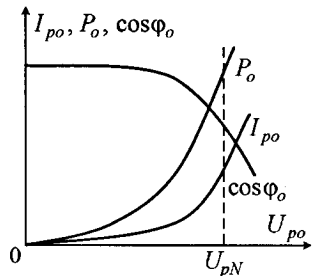


Рисунок 2.34 – Характеристики неробочого ходу трансформатора

У сучасних силових трансформаторах величина струму неробочого ходу становить 0,5–5 % від номінального струму первинної обмотки.

Потужність, яку споживає трансформатор у режимі неробочого ходу, є магнітними втратами P_{mag} (2.39).

Як впливає з (2.36) та (2.29), магнітні втрати $P_{mag} \cong B^2 \cong U_{po}^2$, отже, залежність $P_o(U_{po})$ являє собою параболу.

При напрузі $U_{po} = U_{pN}$ споживана потужність трансформатора відповідає номінальним магнітним втратам у трансформаторі, $P_o = P_{mag\ nom}$.

Залежність $\cos\phi_o(U_{po})$ визначається сумісним змінюванням величин P_o , I_{po} , U_{po} відповідно до (2.94).

Після початку насичення струм неробочого ходу I_{po} зростає швидше за напругу U_{po} . В результаті коефіцієнт потужності $\cos\phi_o$ зменшується. У міру насичення магнітопроводу зростає його магнітний опір. Це призводить до швидкого зростання реактивної складової струму неробочого ходу I_{por} . Активна складова струму неробочого ходу I_{poa} також зростає, тому що збільшуються магнітні втрати, але значно менше, ніж струм I_{por} . Тому коефіцієнт потужності $\cos\phi_o$ зменшується.

При напрузі $U_{po} = U_{pN}$ коефіцієнт потужності $\cos\phi_o = 0,08\text{--}0,18$, тобто дуже малий. Режим неробочого ходу трансформатора дуже небажаний, тому що знижується коефіцієнт потужності усієї системи, де працюють трансформатори.

Таким чином, із дослідів неробочого ходу трансформатора визначаються:

- ✓ параметри вітки намагнічування Z_m , R_m , X_m ;
- ✓ струм неробочого ходу I_{po} %;
- ✓ номінальні магнітні втрати трансформатора $P_{mag\ nom}$;
- ✓ коефіцієнт трансформації n .

2.16.2. Дослід короткого замикання

Для проведення дослідів короткого замикання трансформатора Т вторинна обмотка замикається на амперметр, опір якого дуже малий, тому можна вважати, що трансформатор знаходиться в режимі короткого замикання (рис. 2.35).

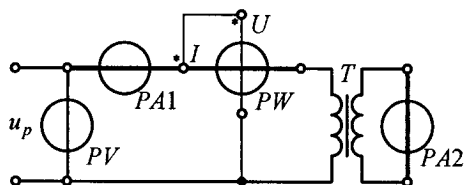


Рисунок 2.35 – Електрична схема досліду короткого замикання однофазного трансформатора

Під час досліду реєструються: напруга короткого замикання первинної обмотки U_{pk} – вольтметром PV , струм короткого замикання первинної обмотки I_{pk} – амперметром $PA1$, струм короткого замикання вторинної обмотки I_{sk} – амперметром $PA2$, потужність короткого замикання P_k – ватметром PW .

За результатами вимірювань розраховують: повний, активний та індуктивний опори короткого замикання

$$Z_k = \frac{U_{pk}}{I_{pk}}; \quad (2.100)$$

$$R_k = \frac{P_k}{I_{pk}^2}; \quad (2.101)$$

$$X_k = \sqrt{Z_k^2 - R_k^2}; \quad (2.102)$$

коefficient потужності короткого замикання

$$\cos \varphi_k = \frac{P_k}{U_{pk} I_{pk}}. \quad (2.103)$$

Фізичне розуміння опорів Z_k , R_k , X_k встановлюється за допомогою схеми заміщення (рис. 2.36).

При номінальній напрузі на пер-

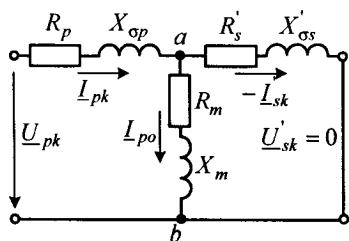


Рисунок 2.36 – Схема заміщення однофазного трансформатора в режимі короткого замикання

винній обмотці струм вітки намагнічування I_{po} становить менше 5 % струму I_{pN} (див. підрозд. 2.9). Якщо напругу первинної обмотки зменшити в 10 разів, $U_{pk} \leq 10\% U_{pN}$, струм I_{po} буде зникаюче малим. Отже, струмом I_{po} у режимі короткого замикання можна знехтувати, видаливши вітку ab із схеми заміщення. Тоді можна вважати:

$$\underline{Z}_k = \underline{Z}_p + \underline{Z}'_s; \quad (2.104)$$

$$R_k = R_p + R'_s; \quad (2.105)$$

$$X_k = X_{\sigma p} + X'_{\sigma s}. \quad (2.106)$$

Дослід короткого замикання дозволяє визначити опори Z_k , R_k , X_k тільки як суми відповідних опорів обмоток (рис. 2.37). Нарізно визначити їх дуже складно. На практиці часто приймають: $Z_p \approx Z'_s = \frac{Z_k}{2}$; $R_p \approx R'_s = \frac{R_k}{2}$; $X_p \approx X'_s = \frac{X_k}{2}$.

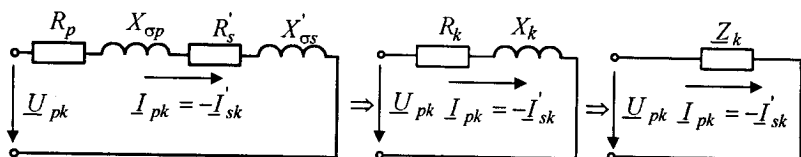


Рисунок 2.37 – Перетворення схеми заміщення трансформатора для режиму короткого замикання

Дослід короткого замикання дозволяє визначити один із найважливіших параметрів трансформатора – напругу короткого замикання u_k . Це та напруга в досліді короткого замикання, для якої струми $I_{pk} = I_{pN}$, $I_{sk} = I_{sN}$. При цьому напруга u_k є спадом напруги на внутрішньому опорі трансформатора для струмів у обмотках, що дорівнюють номінальним. Величина напруги u_k виражається у відсотках до U_{pN} :

$$\underline{u}_k \% = \frac{I_{pN} \cdot R_k}{U_{pN}} \cdot 100 \% + j \frac{I_{pN} \cdot X_k}{U_{pN}} \cdot 100 \% = u_{ka} \% + ju_{kr} \%; \quad (2.107)$$

$$u_k \% = \sqrt{u_{ka}^2 \% + u_{kr}^2 \%}. \quad (2.108)$$

В окремих випадках величина напруги може виражатися у відносних одиницях і тоді мати літерне позначення u_{k*} .

Параметр $u_k\%$ настільки важливий, що обов'язково вказується на таблиці номінальних даних.

Потужність, що споживається трансформатором у режимі короткого замикання:

$$P_k = P_{mag} + P_{elp} + P_{els}. \quad (2.109)$$

Зважаючи на малість напруги U_{pk} та відповідно до (2.36), (2.32) та (2.29), магнітними втратами можна знехтувати. Отже, потужність, що споживається з мережі в режимі короткого замикання, є електричними втратами в первинній та вторинній обмотках трансформатора P_{el} . Для номінальних струмів $I_{pk} = I_{pN}$, $I_{sk} = I_{sN}$ споживана потужність трансформатора відповідає номінальним електричним втратам у трансформаторі, $P_k = P_{el\ nom}$.

Таким чином, у досліді короткого замикання визначаються:

- ✓ опори обмоток Z_k , R_k , X_k ;
- ✓ напруга короткого замикання $u_k\%$;
- ✓ номінальні електричні втрати трансформатора $P_{el\ nom}$.

За результатами досліді короткого замикання будують залежності $I_{pk}(U_{pk})$; $P_k(U_{pk})$; $\cos\varphi_k(U_{pk})$, які називаються характеристиками короткого замикання трансформатора (рис. 2.38).

Напруга в досліді короткого замикання відносно мала, отже, магнітна система ненасичена, трансформатор має лінійний магнітний опір. Тому залежність $I_{pk}(U_{pk})$ лінійна.

Потужність P_k залежить від напруги U_{pk} так само, як і електричні втрати P_{el} від напруги.

Електричні втрати трансформатора

$$P_{el} = m(I_{pk}^2 R_p + I_{sk}^2 R_s). \quad (2.110)$$

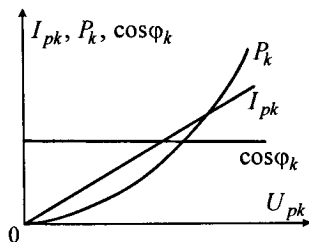


Рисунок 2.38 –
Характеристики короткого замикання трансформатора

а зв'язок між напругою та струмом для лінійних систем виражається лінійною залежністю. Тому графік залежності $P_k(U_{pk})$ є параболою.

Трансформатор у режимі короткого замикання є системою з лінійним електричним опором. Для лінійних опорів кут φ_k не змінюється, тому $\cos \varphi_k = \text{const}$.

Рівняння трансформатора при короткому замиканні

$$\begin{cases} U_{pk} = I_{pk} R_p + j I_{pk} X_k; \\ U'_s = 0; \\ I_{pk} = -I'_{sk}. \end{cases} \quad (2.111)$$

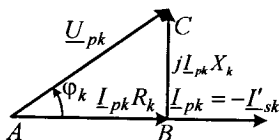


Рисунок 2.39 – Векторна діаграма трансформатора в режимі короткого замикання

За системою рівнянь (2.111) будеться векторна діаграма трансформатора в режимі короткого замикання (рис. 2.39).

Коли струми $I_{pk} = I_{pN}$, тоді трикутник ABC є трикутником короткого замикання. Він використовується для побудови експлуатаційних характеристик трансформатора.

2.17. Енергетична діаграма трансформатора

Енергетична діаграма ілюструє, як зменшується потужність від підведеної до споживаної через втрати потужності.

Енергетична діаграма будується без збереження масштабних співвідношень.

Аналітичні співвідношення енергетичної діаграми отримуються із рівнянь (2.81), (2.82), (2.83) та з векторної діаграми трансформатора в режимі навантаження (див. рис. 2.31).

Вектори на векторній діаграмі, що відображають величини з (2.81) та (2.82), проєціються на напрямки векторів струмів I_p і I'_s відповідно:

$$U_p \cos \varphi_p = E_p \cos \varphi_p + I_p R_p, \quad (2.112)$$

$$E'_s \cos \varphi_s = U'_s \cos \varphi_s + I'_s R'_s. \quad (2.113)$$

Обидві частини рівнянь (2.112) та (2.113) помножуються на величини струмів I_p і I'_s , відповідно:

$$U_p I_p \cos \varphi_p = E_p I_p \cos \psi_p + I_p^2 R_p, \quad (2.114)$$

$$E'_s I'_s \cos \psi_s = U'_s I'_s \cos \varphi_s + I_s'^2 R'_s. \quad (2.115)$$

Вектори, що відображають величини рівняння (2.83), проєціюються на напрямок вектора ЕРС \underline{E}_p :

$$I_p \cos \psi_p = I_{po} \cos \psi_o + I'_s \cdot \cos \psi_s. \quad (2.116)$$

Обидві частини (2.116) помножуються на величину ЕРС E_p :

$$E_p I_p \cos \psi_p = E_p I_{po} \cos \psi_o + E_p I'_s \cos \psi_s. \quad (2.117)$$

Рівняння (2.117) підставляється до (2.114):

$$U_p I_p \cos \varphi_p = E_p I_{po} \cos \psi_o + E_p I'_s \cdot \cos \psi_s + I_p^2 R_p. \quad (2.118)$$

Ліва частина (2.118) являє собою активну потужність, що підводиться до первинної обмотки трансформатора з живильної мережі, та називається споживаною потужністю трансформатора:

$$P_{in} = U_p I_p \cos \varphi_p. \quad (2.119)$$

Перший доданок правої частини (2.118) є магнітними втратами потужності трансформатора:

$$P_{mag} = E_p I_{po} \cos \psi_o. \quad (2.120)$$

Другий доданок правої частини (2.118) є електромагнітною потужністю, яка є частиною підведеної активної потужності, що передається з первинної обмотки до вторинної за допомогою магнітного потоку взаємної індукції:

$$P_{em} = E_p I'_s \cos \psi_s. \quad (2.121)$$

Третій доданок правої частини (2.118) є електричними втратами первинної обмотки трансформатора:

$$P_{el p} = I_p^2 R_p. \quad (2.122)$$

Таким чином,

$$P_{in} = P_{mag} + P_{em} + P_{el p}. \quad (2.123)$$

Зважаючи на те що $E_p = E'_s$, величина потужності P_{em} виражається через зведені величини вторинної обмотки:

$$P_{em} = E'_s I'_s \cos \psi_s. \quad (2.124)$$

Ліва частина (2.115) являє собою електромагнітну потужність P_{em} .

Перший складник правої частини (2.115) є активною потужністю, що відводиться з вторинної обмотки трансформатора до навантаження, та називається корисною потужністю:

$$P_{out} = U'_s I'_s \cos \varphi_s. \quad (2.125)$$

Другий складник правої частини (2.115) є електричними втратами вторинної обмотки трансформатора:

$$P_{el s} = I_s'^2 R'_s. \quad (2.126)$$

Таким чином,

$$P_{em} = P_{out} + P_{el s}. \quad (2.127)$$

На підставі рівнянь (2.123) та (2.127) будується енергетична діаграма трансформатора (рис. 2.40).

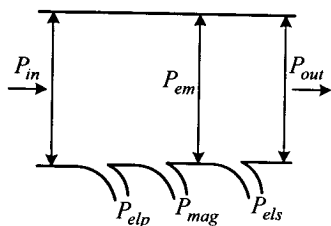


Рисунок 2.40 – Енергетична діаграма трансформатора

2.18. Коефіцієнт корисної дії трансформатора

За загальним правилом коефіцієнт корисної дії (ККД) трансформатора є відношенням корисної потужності P_{out} до споживаної потужності P_{in} . З енергетичної діаграми (див. рис. 2.40)

$$P_{in} = P_{out} + \Delta P, \quad (2.128)$$

де ΔP – сумарні втрати потужності.

Таким чином, ККД трансформатора

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{in} - \Delta P}{P_{in}} = 1 - \frac{\Delta P}{P_{in}} = 1 - \frac{\Delta P}{P_{out} + \Delta P}. \quad (2.129)$$

Для трансформатора сумарні втрати потужності

$$\Delta P = P_{el} + P_{mag} = P_{el p} + P_{el s} + P_{mag}. \quad (2.130)$$

Електричні P_{el} та магнітні P_{mag} втрати потужності можна визначити з дослідів неробочого ходу та короткого замикання (див. підрозд. 2.16).

Згідно зі стандартом номінальні магнітні втрати $P_{mag nom}$ визначаються з дослідів неробочого ходу при номінальній первинній напрузі U_{pN} . Тоді потужність, споживана з мережі при неробочому ході, витрачається на покриття магнітних втрат, $P_o = P_{mag}$. Основний магнітний потік трансформатора не залежить від навантаження (2.29), тому магнітні втрати теж не залежать від навантаження і вважаються постійними: $P_{mag} = P_{mag nom} = P_o = \text{const}$.

Згідно зі стандартом номінальні електричні втрати $P_{el nom}$ визначаються з дослідів короткого замикання при номінальних струмах у первинній I_{pN} та вторинній I_{sN} обмотках. Тоді потужність, споживана з мережі при короткому замиканні, витрачається на покриття електричних втрат: $P_k = P_{el} = P_{el p} + P_{el s}$.

Електричні втрати пропорційні квадратові струмів, тому ці втрати потужності є змінними,

$$P_{el} = P_k = \beta^2 P_{elN} = \beta^2 P_{kN}, \quad (2.131)$$

де β – коефіцієнт струму навантаження.

Для інженерних розрахунків, нехтуючи струмом неробочого ходу, вважається, що

$$\beta = \frac{I_p}{I_{pN}} = \frac{I_s}{I_{sN}}. \quad (2.132)$$

Основна розрахункова формула для визначення ККД трансформатора отримується при підстановці (2.131) та (2.130) до (2.129):

$$\begin{aligned} \eta &= 1 - \frac{P_o + \beta^2 P_{kN}}{\beta U_{sN} I_{sN} \cos \varphi_s + P_o + \beta^2 P_{kN}} = \\ &= 1 - \frac{P_o + \beta^2 P_{kN}}{\beta S_N \cos \varphi_s + P_o + \beta^2 P_{kN}}. \end{aligned} \quad (2.133)$$

Величина ККД η залежить від коефіцієнта струму навантаження β , який визначається зміною струму навантаження, та коефіцієнта потужності $\cos \varphi_s$, який визначається характером навантаження.

У всьому діапазоні змінування коефіцієнта струму навантаження β зі зменшенням коефіцієнта потужності $\cos \varphi_s$ ККД зменшується незначно.

Залежність $\eta(\beta)$ при $\cos \varphi_s = \text{const}$ (рис. 2.41) отримується за допомогою розрахункової формули (2.133) при відомих номінальних напрузі

U_{sN} та струмі I_{sN} , а також відомих втратах P_o і P_{kN} . Тому величини цих втрат для номінальних напруги та струму зазначаються на таблиці номінальних даних трансформатора.

При малих значеннях коефіцієнта струму навантаження β ККД η малий, тому що при малих навантаженнях електричні втрати дуже малі, а магнітні втрати незмінні та сумірні з вихідною потужністю.

ККД η інтенсивно зростає до значення коефіцієнта струму навантаження β приблизно 0,4. Зростання ККД η обумовлено збільшенням вихідної потужності. Надалі зі зростанням потужності збільшуються і сумарні втрати потужності ΔP , але втрати ΔP в трансформаторі дуже малі порівняні з корисною потужністю, зростання втрат потужності незначно впливає на змінування ККД η . При значеннях коефіцієнта струму навантаження β , більших за 1,0, ККД η декілька зменшується за рахунок швидкого зростання електричних втрат.

ККД силових трансформаторів становить 0,95–0,99. Більші значення належать до трансформаторів великої потужності.

Максимальне значення ККД визначається за умови $\frac{d\eta}{d\beta} = 0$. Диференціюючи (2.133) та розв'язуючи отримане рівняння, отримується зна-

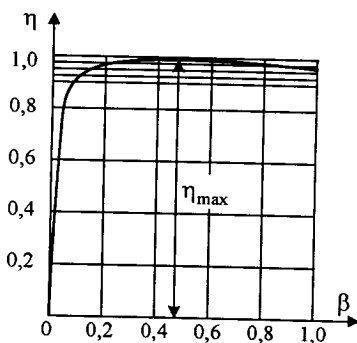


Рисунок 2.41 – Залежність $\eta(\beta)$ при $\cos \varphi_s = \text{const}$

чення оптимального коефіцієнта навантаження β_{opt} , якому відповідає максимальне значення ККД η_{max} :

$$\beta_{opt} = \sqrt{\frac{P_o}{P_{kN}}}. \quad (2.134)$$

Для серійних силових трансформаторів $\frac{P_o}{P_{kN}} = 0,16 \dots 0,25$, тоді $\beta_{opt} = 0,4 \dots 0,5$. Тобто серійні силові трансформатори працюють із максимальним ККД при навантаженні, що становить приблизно половину номінального.

ККД досягає максимального значення, коли втрати потужності при неробочому ході дорівнюють втратам при короткому замиканні, $P_o = P_k$, або електричні втрати дорівнюють магнітним, $P_{el} = P_{mag}$, або змінні втрати потужності дорівнюють постійним.

Умова максимуму ККД при рівності постійних та змінних втрат справедлива для всіх типів електричних машин.

2.19. Зміна напруги трансформатора в режимі навантаження

При замиканні вторинної обмотки на навантаження на затискачах обмотки встановлюється напруга U_s . Величина U_s буде залежати від величини струму навантаження та характеру навантаження.

Кількісною оцінкою ступеня зміни напруги є параметр, який називається «зміна напруги трансформатора». Він виражається у відсотках $\Delta u\%$ або у відносних одиницях Δu (в.о.):

$$\Delta u\% = \frac{U_{sN} - U_s}{U_{sN}} \cdot 100\% = \frac{U_{pN} - U_s'}{U_{pN}} \cdot 100\% \text{ або} \quad (2.135)$$

$$\Delta u = \frac{U_{sN} - U_s}{U_{sN}} = \frac{U_{pN} - U_s'}{U_{pN}}. \quad (2.136)$$

Зміна напруги трансформатора $\Delta u\%$ виражається через напругу короткого замикання $u_k\%$ за допомогою перетвореної схеми заміщення трансформатора (рис. 2.42) та спрощеної векторної діаграми (рис. 2.43).

На векторній діаграмі масштабні співвідношення не витримані. В

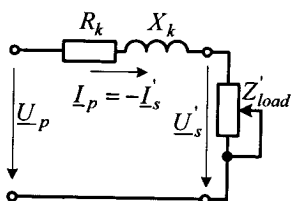


Рисунок 2.42 – Перетворена схема заміщення однофазного трансформатора для режиму навантаження

дійсності спад напруги на внутрішньому опорі (відрізок AC) менший декількох відсотків від величини напруги U_p . Кути φ_p і φ_s приблизно дорівнюють один одному. Тоді різниця між векторами \underline{U}'_s і \underline{U}_p є спадом напруги на активному та індуктивному опорах R_k , X_k :

$$\underline{U}_p - \underline{U}'_s = I_p R_k + j I_p X_k. \quad (2.137)$$

Зважаючи на малість різниці кутів φ_p і φ_s , геометрична різниця між векторами \underline{U}_p і \underline{U}'_s замінюється алгебраїчною різницею:

$$\begin{aligned} \underline{U}_p - \underline{U}'_s &= U_p - U'_s = Oc - OA = Ab + bc = \\ &= I_p R_k \cos \varphi_s + I_p X_k \sin \varphi_s. \end{aligned} \quad (2.138)$$

З урахуванням (2.132) зміна напруги трансформатора

$$\Delta u = \beta I_{pN} R_k \cos \varphi_s + \beta I_{pN} X_k \sin \varphi_s. \quad (2.139)$$

Для вираження зміни напруги трансформатора у відсотках ліва та права частини (2.139) поділяються на U_{pN} та помножуються на 100 %:

$$\begin{aligned} \Delta u \%_{nom} &= \frac{\Delta u}{U_{pN}} \cdot 100 \% = \\ &= \frac{\beta I_{pN} R_k}{U_{pN}} \cdot \cos \varphi_s \cdot 100 \% + \frac{\beta I_{pN} X_k}{U_{pN}} \cdot \sin \varphi_s \cdot 100 \%. \end{aligned} \quad (2.140)$$

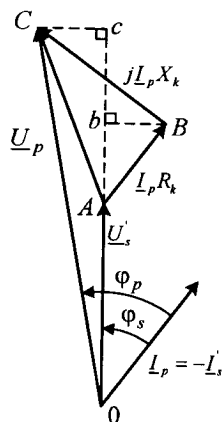


Рисунок 2.43 – Спрощена векторна діаграма трансформатора для режиму навантаження

Зважаючи на (2.107), отримується розрахункова формула для визначення зміни напруги трансформатора при навантаженні в інженерних розрахунках:

$$\Delta u \% = \beta \cdot (u_{ka} \% \cdot \cos \varphi_s + u_{kr} \% \cdot \sin \varphi_s) \quad \text{або} \quad (2.141)$$

$$\Delta u = \beta \cdot (u_{ka} \cdot \cos \varphi_s + u_{kr} \cdot \sin \varphi_s). \quad (2.142)$$

Зміна напруги $\Delta u \%$ залежить від величини та характеру навантаження, тобто $\Delta u \%(\beta, \cos \varphi_s)$.

Залежність $\Delta u \%(\cos \varphi_s)$ при $\beta = \text{const}$ визначається графічно (рис. 2.44) у такій послідовності:

1) вектори $\underline{I}_p = -\underline{I}'_s$ спрямовуються вертикально;

2) будується півколо з радіусом U_p ;

3) у будь-якому місці діаграми (зазвичай від початку координат) будується трикутник ABC , катети якого дорівнюють $I_p R_k$ та $I_p X_k$ для заданого струму I_p або коефіцієнта струму навантаження β ;

4) під заданим кутом φ_s проводиться промінь. Трикутник ABC переміщується по площині паралельно самому собі так, щоб вершина A ковзала по променю, а точка C досягла півкола;

5) точка C з'єднується з точкою O . Отримується вектор \underline{U}_p ;

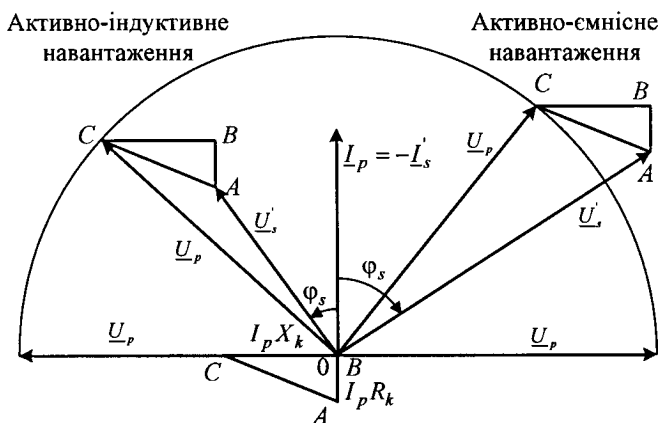


Рисунок 2.44 – Графічне визначення залежності $\Delta u \%(\cos \varphi_s)$ при $\beta = \text{const}$

6) при з'єднанні точок O та A отримується вектор \underline{U}'_s ;

7) визначається $\Delta u\%$ за рівнянням:

$$\Delta u\% = \frac{OC - OA}{OC} \cdot 100\%. \quad (2.143)$$

Повторюючи низку побудов для різних φ_s , можна отримати залежність $\Delta u\%(\cos \varphi_s)$ при $\beta = \text{const}$ (рис. 2.45) та залежність $\Delta u\%(\beta)$ при $\cos \varphi_s = \text{const}$ (рис. 2.46).

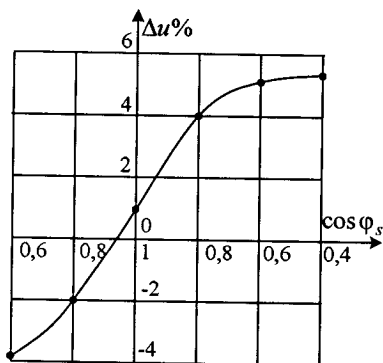


Рисунок 2.45 – Залежність $\Delta u\%(\cos \varphi_s)$ при $\beta = \text{const}$ для трансформатора з $u_{ka}\% = 1,2\%$ та $u_{kr}\% = 5,36\%$

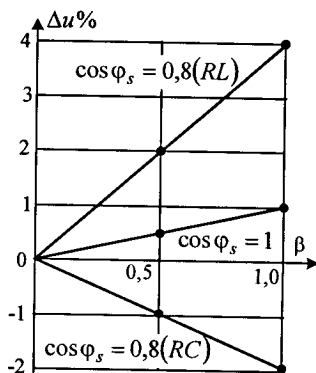


Рисунок 2.46 – Залежність $\Delta u\%(\beta)$ при $\cos \varphi_s = \text{const}$ для трансформатора з $u_{ka}\% = 1,2\%$ та $u_{kr}\% = 5,36\%$

2.20. Зовнішня характеристика трансформатора

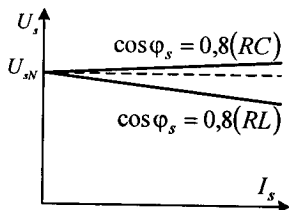


Рисунок 2.47 – Зовнішня характеристика трансформатора

Зовнішня характеристика являє собою залежність напруги вторинної обмотки від струму вторинної обмотки $U_s(I_s)$ при $\cos \varphi_s = \text{const}$ (рис. 2.47). Вона показує, як змінюватиметься напруга на вторинній обмотці при змінюванні навантаження. Зовнішня характеристика є найважливішою експлуатаційною характеристикою трансформатора. Зовнішня характеристи-

ка відображається виразом:

$$U_s = U_{sN} \cdot (1 - \Delta u). \quad (2.144)$$

При підстановці (2.142) до (2.144) отримується формула зовнішньої характеристики для інженерних розрахунків:

$$U_s = U_{sN} \cdot [1 - \beta(u_{ka} \cdot \cos \varphi_s + u_{kr} \cdot \sin \varphi_s)]. \quad (2.145)$$

При $\cos \varphi_s = \text{const}$ величина

$$(u_{ka} \cdot \cos \varphi_s + u_{kr} \cdot \sin \varphi_s) = \text{const} = C'. \quad (2.146)$$

При підстановці (2.132) та (2.146) до (2.145) та перетвореннях отримується:

$$U_s = U_{sN} \cdot \left(1 - \frac{I_s}{I_{sN}} \cdot C'\right) = U_{sN} - \frac{U_{sN}}{I_{sN}} \cdot I_s C'. \quad (2.147)$$

При об'єднанні постійних величин в (2.147), $\frac{U_{sN}}{I_{sN}} \cdot C' = C$ вираз зовнішньої характеристики трансформатора набуває вигляду:

$$U_s = U_{sN} - C \cdot I_s. \quad (2.148)$$

Таким чином, в інженерних розрахунках зовнішня характеристика трансформатора вважається лінійною.

2.21. Трифазні трансформатори

2.21.1. Магнітопроводи трифазних трансформаторів

В трифазних трансформаторах магнітопровід отримується об'єднанням магнітопроводів трьох однофазних трансформаторів (рис. 2.48).

При симетричній підведеній трифазній напрузі магнітні потоки окремих фаз трифазних трансформаторів також симетричні та створюють правильну трипроменеву зірку. Сума магнітних потоків фаз у будь-який момент часу дорівнює нулю. Внутрішні стрижні магнітопроводів можна конструктивно об'єднати в один. По цьому стрижню проходять усі магнітні потоки фаз. Але, оскільки сума магнітних потоків трьох фаз дорівнює нулю, загальний стрижень видаляється. Разом із цим можна зменшити загальну довжину магнітопроводу фази *B* та перетворити просторовий магнітопровід у плоский тристрижневий (рис. 2.49).

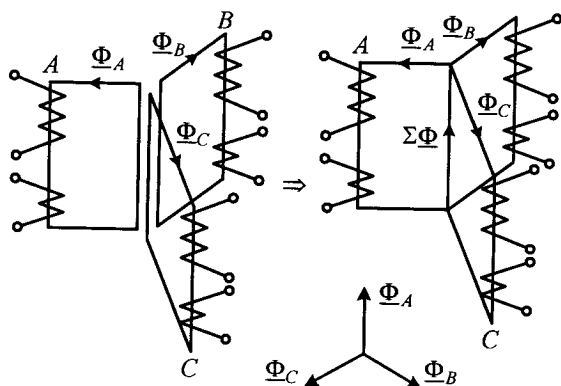


Рисунок 2.48 – Магнітопровід трифазного трансформатора як сукупність магнітопроводів однофазних трансформаторів

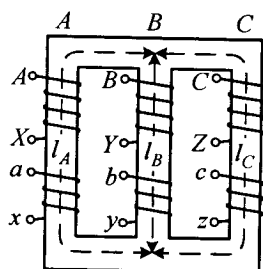


Рисунок 2.49 – Плоский тристрижневий магнітопровід трифазного трансформатора

струмів навантаження на фазні струми неробочого ходу несиметрія струмів за фазами повністю згладжується. При розгляді симетричних режимів вважається, що всі три фази працюють в однакових умовах, без впливу одна на одну.

Для трансформаторів особливо великої потужності магнітопровід виконується з трьох окремих однофазних стрижньових магнітопроводів. У цьому випадку трансформатор є магнітно незв'язаною трансформаторною групою.

Такий магнітопровід простий у виготовленні, має високу механічну міцність та набув найбільшого поширення. Його недоліком є магнітна несиметрія магнітопроводу. Вона обумовлена тим, що середні лінії магнітних потоків фаз мають різну довжину l_A , l_B , l_C . Отже, магнітні опори магнітопроводів фаз A

та C більші за опори фази B, яка не має ділянки ярма. Неоднаковість магнітних опорів призводить до неоднаковості намагнічувальних струмів (струмів неробочого ходу). Струм неробочого ходу середньої фази перевищує струми крайніх фаз на 20–40 %.

Для зменшення магнітної несиметрії поперечний переріз ярем збільшують відповідно до поперечних перерізів стрижнів на 5–7 %. Струми неробочого ходу дуже малі, тому навіть при невеликому навантаженні за рахунок накладання фазних

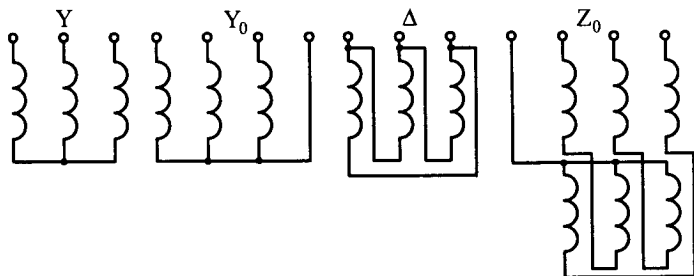


Рисунок 2.50 – Схеми з'єднання обмоток трифазних трансформаторів

2.21.2. Схеми з'єднання обмоток

Обмотки трифазних трансформаторів можуть бути з'єднані зіркою Y , зіркою з нейтральним проводом Y_0 , трикутником Δ , зигзагом із нейтральним проводом Z_0 (рис. 2.50).

Схеми Y , Y_0 , Δ використовуються для обмоток вищої та нижчої напруг.

Схема Z_0 використовується тільки для обмоток нижчої напруги спеціальних випрямних трансформаторів для усунення змушеного підмагнічування. У схемі Z_0 обмотка кожної фази розбивається на дві однакові частини, які розміщуються на двох сусідніх стрижнях та вмикаються зустрічно.

Для трифазних трансформаторів розрізняють фазні та лінійні коефіцієнти трансформації (індекси ϕ і lin відповідно).

$$n_{\phi} = \frac{U_{\phi h}}{U_{\phi l}}; n_{lin} = \frac{U_{lin h}}{U_{lin l}}. \quad (2.149)$$

Якщо схеми з'єднання обмоток вищої та нижчої напруг однакові, то

$$n_{\phi} = n_{lin} = \frac{N_h}{N_l}. \quad (2.150)$$

Для різних схем з'єднання обмоток вищої та нижчої напруг:

$$n_{lin} = \frac{\sqrt{3} \cdot U_{\phi h}}{U_{\phi l}} = \sqrt{3} \cdot n_{\phi} \text{ для з'єднання } Y/\Delta; \quad (2.151)$$

$$n_{lin} = \frac{U_{\phi h}}{\sqrt{3} \cdot U_{\phi l}} = \frac{n_{\phi}}{\sqrt{3}} \text{ для з'єднання } \Delta/Y. \quad (2.152)$$

2.22. Особливості неробочого ходу трифазних трансформаторів

Аналіз процесів у трифазних трансформаторах можна проводити тільки для однієї фази. В інших фазах усе буде таким самим, але величини, що змінюються в часі за синусоїдним законом, будуть мати зсув за фазою на $\frac{2\pi}{3}$ та $\frac{4\pi}{3}$ відносно першої фази. Для аналізу процесів у трифазних трансформаторах можна використовувати рівняння, схеми заміщення, векторні діаграми, які були отримані для однофазних трансформаторів. Відмінність має місце тільки в режимі неробочого ходу.

Як було встановлено, струм неробочого ходу (намагнічувальний струм) несинусоїдний (див. підрозд. 2.9). Цей струм крім першої гармоніки має вищі гармоніки, основна з яких – третя.

Струм неробочого ходу фази *A* та струми неробочого ходу фаз *B* і *C* з урахуванням фазних зсувів відповідно:

$$i_{poA} = I_{pom1} \sin \omega t + I_{pom3} \sin 3\omega t; \quad (2.153)$$

$$i_{poB} = I_{pom1} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + I_{pom3} \cdot \sin 3\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right); \quad (2.154)$$

$$i_{poC} = I_{pom1} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + I_{pom3} \cdot \sin 3\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right), \quad (2.155)$$

де I_{pom1} і I_{pom3} – амплітудні значення першої та третьої гармонік струму неробочого ходу трансформатора.

Перші гармоніки струму неробочого ходу всіх трьох фаз зсунуті на 120° одна від одної та створюють симетричну трифазну систему:

$$i_{poA1} = I_{pom1} \sin \omega t; \quad (2.156)$$

$$i_{poB1} = I_{pom1} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right); \quad (2.157)$$

$$i_{poC1} = I_{pom1} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right). \quad (2.158)$$

Треті гармоніки струмів неробочого ходу всіх трьох фаз за фазою

збігаються:

$$i_{poA3} = i_{poB3} = i_{poC3} = I_{pom3} \cdot \sin 3\omega t. \quad (2.159)$$

Особливості неробочого ходу трифазних трансформаторів пов'язані саме з третьою гармонікою струму неробочого ходу. Її вплив проявляється залежно від схем з'єднання первинної та вторинної обмоток.

1. Схема з'єднання Y_0 / Y

Треті гармоніки струмів неробочого ходу в усіх фазах у будь-який момент часу спрямовані однаково (рис. 2.51). Вони можуть замикатися крізь нейтральний провід та первинну мережу трансформатора. Отже, у складі струмів неробочого ходу, крім першої гармоніки, буде присутня третя гармоніка. Тобто, струми неробочого ходу несинусоїдні. Магнітні потоки всіх фаз синусоїдні, тому що закон їх змінювання визначається законом змінювання напруги живильної мережі. Жодних ускладнень у роботі трансформатора немає.

2. Схема з'єднання Y / Y

Треті гармоніки струмів неробочого ходу в усіх фазах спрямовані однаково у будь-який момент часу, тому вони не можуть замикатися крізь сусідні фази (рис. 2.52). Контур для третіх гармонік струмів відсутній. Отже, струми неробочого ходу всіх фаз є синусоїдними функціями часу. При цьому змінюється форма кривої магнітного потоку в часі $\Phi(\omega t)$.

Форма кривої магнітного потоку $\Phi(\omega t)$ визначається графічно (рис. 2.53). Це зворотна побудова

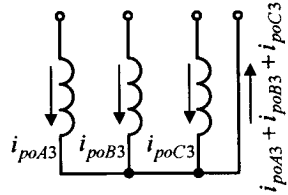


Рисунок 2.51 – Треті гармоніки струму неробочого ходу при схемі з'єднання Y_0

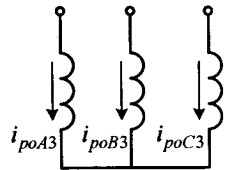


Рисунок 2.52 – Треті

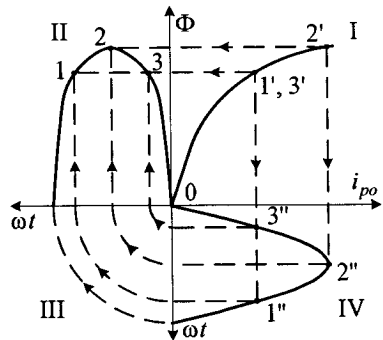


Рисунок 2.53 – Побудова кривої магнітного потоку

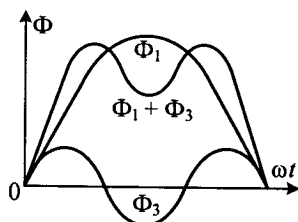


Рисунок 2.54 – Вплив третьої гармоніки на форму кривої $\Phi(\omega t)$

За аналогією з третьою гармонікою струму неробочого ходу треті гармоніки магнітних потоків в усіх трьох фазах збігаються за фазою та в

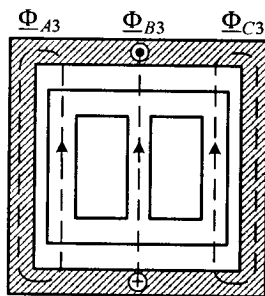


Рисунок 2.55 – Контури замикання третіх гармонік магнітних потоків фаз при схемі з'єднання обмоток Y/Y

Треті гармоніки магнітного потоку індукують у первинній та вторинній обмотках ЕРС потрійної частоти. При цьому $E_{\max 3} \leq 0,3 E_{\max 1}$ (тому що $f_3 = 3f_1$).

Наявність ЕРС потрійної частоти призводить до викривлення фазних ЕРС, що небажано. ЕРС потрійної частоти у складі лінійної ЕРС відсутні, тому що ЕРС потрійної частоти в усіх фазних обмотках за фазою збігаються. Наприклад: $\underline{E}_{AB} = \underline{E}_A - \underline{E}_B = \underline{E}_{A1} + \underline{E}_{A3} - \underline{E}_{B1} - \underline{E}_{B3} = \underline{E}_{A1} - \underline{E}_{B1}$.

Треті гармоніки магнітного потоку, замикаючись по конструктивних елементах, створюють додаткові магнітні втрати. Ці додаткові втрати можуть сягати половини основних магнітних втрат, що призводить до

від тієї, що зображена на рис. 2.22. При синусоїдному струмі неробочого ходу магнітний потік є несинусоїдною функцією часу. Крива $\Phi(\omega t)$ сплющується, окрім першої гармоніки у складі магнітного потоку є вищі, головна з яких – третя (рис. 2.54). При додаванні гармонік вищих порядків ($\nu > 3$) крива $\Phi(\omega t)$ сплющується, провал кривої $\Phi(\omega t)$ майже зникає.

у всіх стрижнях магнітопроводу спрямовані однаково у будь-який момент часу (рис. 2.55). Тому треті гармоніки магнітного потоку не можуть замикатися крізь сусідні стрижні магнітопроводу. Вони замикаються від верхнього ярма до нижнього крізь кришку бака, стінки бака, конструктивні елементи та значні повітряні проміжки.

Магнітний опір на шляху третьої гармоніки потоку дуже великий. Тому треті гармоніки магнітного потоку невеликі за амплітудою: $\Phi_{\max 3} \leq 0,1 \Phi_{\max 1}$.

додаткового нагрівання трансформатора.

Для трансформаторної групи контур замикання третьої гармоніки такий самий, як і для першої гармоніки. Тому ЕРС потрібної частоти дуже велика та сягає 60 % від ЕРС першої гармоніки. При цьому викривлення фазних ЕРС недопустимо великі. Тому схема Y/Y не рекомендована до використання у трансформаторних групах.

3. Схема з'єднання Y/Δ

Контур замикання для третьої гармоніки струму неробочого ходу у первинній обмотці відсутній. Отже, струм неробочого ходу синусоїдний, магнітний потік несинусоїдний, крім першої гармоніки містить третю гармоніку.

Третя гармоніка магнітного потоку Φ_{p3} індукує в первинній та вторинній обмотках ЕРС потрібної частоти. Вторинна обмотка з'єднана Δ , тобто являє собою замкнений контур. В усіх фазних обмотках третя гармоніка ЕРС спрямована однаково. Під впливом цих ЕРС у контурі вторинної обмотки протікають струми потрібної частоти I_{s3} (рис. 2.56). Струм I_{s3} збуджує в кожному із стрижнів магнітопроводу магнітний потік Φ_{s3} , який також у будь-який момент часу в цих стрижнях спрямований однаково.

При практично суто індуктивному опорі вторинної обмотки магнітні потоки Φ_{p3} та Φ_{s3} знаходяться практично у протифазі та взаємно компенсуються (за принципом Ленца) (рис. 2.57). Тому ускладнення у роботі трансформатора відсутні.

4. Схема з'єднання Δ/Y

Первинна обмотка створює замкнений контур, по якому замикається третя гармоніка струму неробочого ходу. Отже, струм неробочого ходу несинусоїдний, а при цьому магнітні потоки фаз трансформатора, як установлено, є синусоїдальні функції часу. Тому ускладнення у роботі трансформатора відсутні.

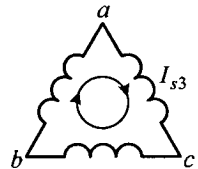


Рисунок 2.56 – Контур замикання третіх гармонік фазних струмів при схемі з'єднання Δ

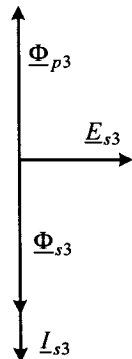


Рисунок 2.57 – Векторна діаграма третіх гармонік магнітних потоків, ЕРС та струмів

Таким чином, наявність обмотки, яка з'єднана за схемою Δ на первинній або вторинній стороні трансформатора, видаляє ускладнення в його роботі. Тобто з'єднання хоча б однієї обмотки у Δ бажано.

2.2.3. Групи з'єднання трансформаторів

На одному стрижні магнітопроводу однофазного трансформатора розташовано обмотки вищої Ax та нижчої ax напруг (рис. 2.58, а). На-

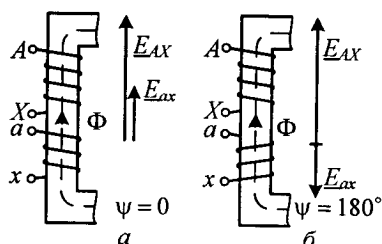


Рисунок 2.58 – Визначення фазового зсуву ЕРС однофазного трансформатора

прямою намотки та спосіб маркування кінців обмоток вищої та нижчої напруг однаковий. Обидві обмотки зчеплені з однаковим потоком вза-ємної індукції Φ . ЕРС обмоток вищої напруги E_{Ax} та нижчої напруги E_{ax} індукуються цим магнітним потоком. У цьому випадку вони за фазою співпадають. Фазовий зсув між ЕРС E_{Ax} та E_{ax} $\psi = 0$.

При зміні напрямку намотки (рис. 2.58, б) або способу маркування кінців обмотки нижчої напруги фаза ЕРС E_{ax} зміниться на 180° . Таким чином, трансформатор, крім коефіцієнта трансформації, характеризується ще фазовим зсувом ЕРС обмоток вищої та нижчої напруг.

Фазовий зсув ψ визначає групу з'єднання трансформатора. Кутів зсуви ЕРС відповідають однойменним кутів зсувам напруг. Надалі використовується фазовий зсув саме напруг.

Номер групи визначається за формулою:

$$N = \frac{\psi}{30^\circ}, \quad (2.160)$$

де 30° – це дискретність повороту вектора на комплексній площині при симетричній трифазній системі.

Таким чином, у першому випадку $N = \frac{0}{30^\circ} = 0$ – нульова група;

у другому випадку $N = \frac{180^\circ}{30^\circ} = 6$ – шоста група.

За стандартом усі однофазні трансформатори повинні мати тільки нульову групу (наявність двох груп створює незручності в експлуатації).

Позначення однофазного трансформатора I/I-0 – однофазний трансформатор, який належить до нульової групи або який має нульову групу з'єднання обмоток.

У трифазних трансформаторах на відміну від однофазних визначення фазового зсуву напруг обмоток вищої та нижчої напруг не достатньо очевидно. У трифазних трансформаторах група з'єднання обмотки залежить від схеми з'єднання обмоток вищої та нижчої напруг, напрямку намотування обмоток та їх маркування.

Згідно з міжнародним стандартом групою з'єднання обмотки є кутовий зсув між векторами, що являють собою напрути між нейтраллю (реальною або уявною) та однойменними виведеннями обмоток вищої та нижчої напруг.

На векторних діаграмах напруг (рис. 2.59) наведено розташування векторів \underline{U}_{AO} , \underline{U}_{BO} , \underline{U}_{CO} , \underline{U}_{a0} , \underline{U}_{b0} , \underline{U}_{c0} , які відповідають напругам між нейтраллю та виведеннями обмоток. Для схеми з'єднання Y нейтраль є реальною, для схеми з'єднання Δ нейтраль є уявною, але уявна нейтраль легко створюється, наприклад, при підключенні вимірювальних приладів.

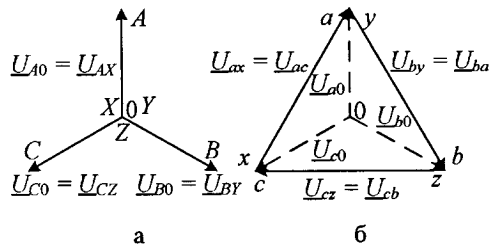


Рисунок 2.59 – Векторні діаграми напруг при з'єднанні:

- a* – обмоток вищої напруги Y;
- б* – обмоток нижчої напруги Δ

Для визначення групи з'єднань обмоток трифазних трансформаторів будуються суміщені векторні діаграми напруг обмоток вищої та нижчої напруг. Суміщення векторних діаграм означає електричне з'єднання виведень *A* та *a* обмоток вищої та нижчої напруг відповідно. При визначенні величини фазового зсуву вектор \underline{U}_{AO} приймається як базовий, тобто відлік кута ψ здійснюється від вектора \underline{U}_{AO} до вектора \underline{U}_{a0} за стрілкою годинника.

При однакових схемах обмоток, напрямках намотки обмоток та

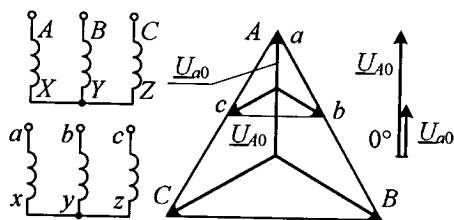


Рисунок 2.60 – Схеми з'єднань та векторні діаграми напруг обмоток вищої та нижчої напруг трансформатора Y/Y-0

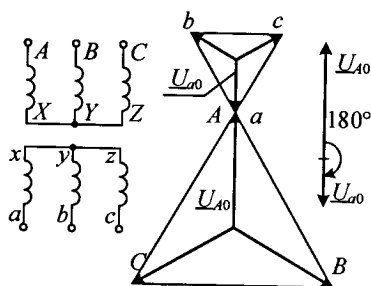


Рисунок 2.61 – Схеми з'єднань та векторні діаграми напруг обмоток вищої та нижчої напруг трансформатора Y/Y-6

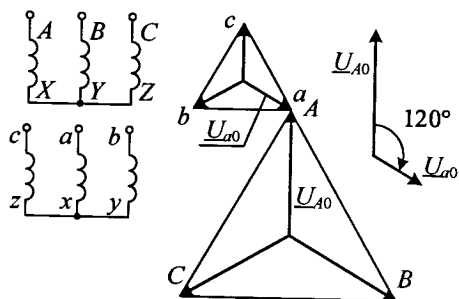


Рисунок 2.62 – Схеми з'єднань та векторні діаграми напруг обмоток вищої та нижчої напруг трансформатора Y/Y-4

Наприклад, для схеми з'єднань на рис. 2.60 при коловому перемарку-

способах маркування виведень обмоток вищої та нижчої обмоток однойменні напруги між нейтраллю та виведеннями обмоток \underline{U}_{A0} і \underline{U}_{a0} , \underline{U}_{B0} і \underline{U}_{b0} , \underline{U}_{C0} і \underline{U}_{c0} за фазою збігаються, тобто фазовий зсув $\psi = 0$ (рис. 2.60).

При відмінних схемах обмоток, або напрямках намотки обмоток, або способах маркування виведень обмоток фазовий зсув ψ буде відмінним від нуля.

При змінненні тільки способу маркування виведень однієї з обмоток фази напруг змінюваної обмотки зміняться на 180° . Наприклад, для схеми з'єднань на рис. 2.60 при змінненні способу маркування виведень обмоток нижчої напруги фази напруг \underline{U}_{a0} , \underline{U}_{b0} і \underline{U}_{c0} зміняться на 180° . Фазовий зсув між напругами \underline{U}_{A0} і \underline{U}_{a0} становить 180° (рис. 2.61). Отже, група з'єднання обмоток шоста. Такий трансформатор має маркування Y/Y-6.

При здійсненні колового перемаркування виведень однієї з обмоток фази напруг змінюваної обмотки змінюються на кут, кратний 60° .

ванні виведень обмоток нижчої напруги змінюється розташування фазних обмоток нижчої напруги по відношенню до розташування обмоток вищої напруги (рис. 2.62). Фазовий зсув між напругами \underline{U}_{AO} та \underline{U}_{a0} становить 120° . Отже, група з'єднання обмоток четверта. Такий трансформатор має маркування $Y/Y-4$.

При змінній схемі з'єднань обмоток фази напруг змінюваної обмотки також змінюються на кут, кратний на 60° . Наприклад, для схеми з'єднань на рис. 2.60 при змінній схемі з'єднань обмоток нижчої напруги з Y на Δ фазовий зсув між напру-

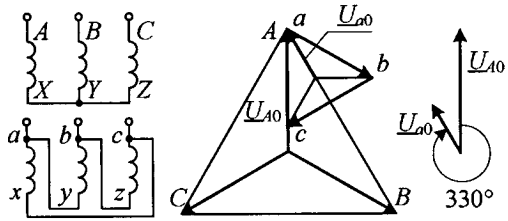


Рисунок 2.63 – Схеми з'єднань та векторні діаграми напруг обмоток вищої та нижчої напруг трансформатора $Y/\Delta-11$

гами \underline{U}_{AO} та \underline{U}_{a0} становить 330° (рис. 2.63). Отже, група з'єднання обмоток одинадцята. Такий трансформатор має маркування $Y/\Delta-11$.

Для визначення групи використовується також годинниковий спосіб (рис. 2.64): вектор напруги обмотки вищої напруги вважається великою стрілкою годинника та спрямовується на число 12. Вектор напруги обмотки нижчої напруги вважається малою стрілкою годинника. Він і показує групу з'єднань обмоток трансформатора.

При схемі з'єднання обмоток Y/Y можна отримати всі парні групи, а при з'єднанні Y/Δ – всі непарні. Крім того, розрізняють основні групи 0, 6, 11, 5 та похідні 4, 8, 10, 2, 3, 7, 9, 1, які можна отримати перемаркуванням по колу видних кінців вторинних фазних обмоток.

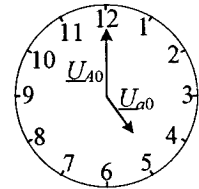


Рисунок 2.64 – Годинниковий спосіб визначення груп з'єднання обмоток трансформатора

Стандарт обмежує кількість груп та обумовлює схеми з'єднань.

Передбачаються такі схеми та групи з'єднань трифазних двообмоткових трансформаторів: Y/Y_0-0 ; $Y_0/Y-0$; $\Delta/\Delta-0$; Δ/Y_0-11 ; $\Delta/Y-11$; $Y_0/\Delta-11$; Y_0/Z_0-11 .

2.24. Паралельна робота трансформаторів

2.24.1. Вимоги та умови паралельної роботи трансформаторів

На практиці трансформатори, як правило, працюють паралельно один з одним. При цьому підвищується надійність енергопостачання, спрощується ремонт та обслуговування трансформаторів. Під час зменшення навантаження частина трансформаторів може бути вимкнена для того, щоб трансформатори, що залишились у системі, працювали у номінальному режимі (під час малого навантаження ККД та коефіцієнт потужності суттєво зменшуються).

Вимоги до паралельної роботи трансформаторів.

1. Між паралельно працюючими трансформаторами не повинні протікати зрівняльні струми.

2. Усі паралельно працюючі трансформатори повинні навантажуватися пропорційно своїм номінальним потужностям.

Для дотримання вимог необхідно виконувати умови:

1) усі трансформатори повинні мати однакові коефіцієнти трансформації, $n_1 = n_2 = \dots = n_n$;

2) усі трансформатори мають належати до однієї групи з'єднань (або всі до 0, або всі до 11);

3) усі трансформатори повинні мати однакову напругу короткого замикання. $u_{k1}\% = u_{k2}\% = \dots = u_{kn}\%$.

Для виявлення наслідків порушення умов підключення трансформаторів на паралельну роботу аналізується невиконання кожної умови окремо.

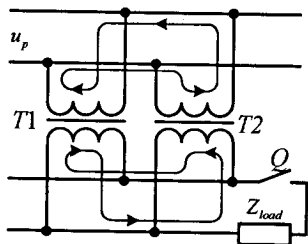


Рисунок 2.65 – Схема трансформаторів, підключених на паралельну роботу

2.24.2. Паралельна робота трансформаторів з різними коефіцієнтами трансформації

Нехай друга та третя умови підключення трансформаторів на паралельну роботу виконуються точно, а перша – порушена: трансформатори мають різні коефіцієнти трансформації.

Два однофазних трансформатора $T1$ та $T2$ (рис. 2.65) підключено паралельно та знаходяться в режимі неробочого ходу

(вимикач Q розімкнуто).

При співвідношенні коефіцієнтів трансформації $n_1 < n_2$ напруга вторинної обмотки першого трансформатора більше напруги вторинної обмотки другого трансформатора:

$$U_{s1} = \frac{U_p}{n_1} > U_{s2} = \frac{U_p}{n_2}. \quad (2.161)$$

У контурі, що створено вторинними обмотками трансформаторів, діє різницева напруга $\Delta U = U_{s2} - U_{s1}$. Під впливом напруги ΔU в цьому контурі виникає зрівняльний струм.

Відповідно до рівняння струмів трансформаторів (2.83) будь-яка зміна струму вторинної обмотки призводить до зміни струму первинної обмотки. Отже, зрівняльний струм буде протікати і в контурі, який створено первинними обмотками.

Тоді зрівняльний струм

$$I_n = \frac{\Delta U}{Z_{k1} + Z_{k2}}, \quad (2.162)$$

де Z'_{k1} і Z'_{k2} – опори короткого замикання першого та другого трансформаторів (їх внутрішні опори) зі сторони виходу трансформаторів.

Опір короткого замикання зі сторони входу трансформатора

$$Z_k = Z_p + Z'_s = Z_p + Z_s \cdot \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2. \quad (2.163)$$

Тоді опір короткого замикання зі сторони виходу трансформатора

$$Z'_k = Z_s + Z'_p = Z_s + Z_p \cdot \left(\frac{N_s}{N_p}\right)^2. \quad (2.164)$$

При суто індуктивних опорах обмоток трансформатора Z'_{k1} і Z'_{k2} зрівняльні струми першого I_{n1} та другого I_{n2} трансформаторів знаходяться у протифазі по відношенню до кінців обмоток a_1x_1 і a_2x_2 (рис. 2.66).

Зрівняльний струм виражається за допомогою параметрів трансформатора.

Різницева напруга між вторинними обмотками обох трансформа-

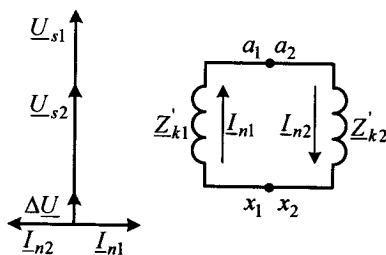


Рисунок 2.66 – Векторна діаграма напруг трансформаторів, увімкнених на паралельну роботу з різними коефіцієнтами трансформації, в режимі неробочого ходу

торів, увімкнених на паралельну роботу,

$$\Delta U = U_{s1} - U_{s2} = U_p \cdot \left(\frac{1}{n_1} - \frac{1}{n_2} \right) = U_p \cdot \left(\frac{n_2 - n_1}{n_1 \cdot n_2} \right). \quad (2.165)$$

При невеликій відмінності коефіцієнтів трансформації n_1 та n_2 їхнє середнє квадратичне дорівнює середньому арифметичному:

$$n_{mid} = \sqrt{n_1 \cdot n_2} \cong \frac{n_1 + n_2}{2}. \quad (2.166)$$

Також при невеликій відмінності коефіцієнтів трансформації n_1 і n_2 номінальні напруги вторинних обмоток приблизно дорівнюють одна одній та їх середньому значенню:

$$U_{s\,mid} \cong U_{s1} \cong U_{s2} \cong U_{sN} \quad (2.167)$$

Після перетворення та підстановки (2.166), (2.167) до (2.165) отримується:

$$\Delta U = \frac{U_p}{n_{mid}} \cdot \left[\frac{2 \cdot (n_2 - n_1)}{n_1 + n_2} \right] = U_{s\,mid} \cdot \Delta n \cong U_{sN} \cdot \Delta n. \quad (2.168)$$

Зрівняльний струм виражається у відносних одиницях:

$$I_{n^*} = \frac{I_n}{I_{s1N}} = \frac{\Delta U}{(Z'_{k1} + Z'_{k2}) \cdot I_{s1N}} = \frac{U_{sN} \cdot \Delta n}{(Z'_{k1} + Z'_{k2}) \cdot I_{s1N}} =$$

$$= \frac{\Delta n}{\frac{Z'_{k1} \cdot I_{s1N}}{U_{sN}} + \frac{Z'_{k2} \cdot I_{s1N}}{U_{sN}}} \quad (2.169)$$

Якщо знехтувати активними опорами обмоток, опори Z'_{k1} і Z'_{k2} матимуть суто індуктивний характер. Тому величина зрівняльного струму трансформатора розраховується як скалярна величина. Для цього другий член знаменника (2.169) помножується та ділиться на I_{s2N} і U_{sN} .

Після перегрупування отримується розрахункова формула для інженерних розрахунків:

$$\begin{aligned} I_{n^*} &= \frac{\Delta n}{\frac{Z'_{k1} \cdot I_{s1N}}{U_{sN}} + \frac{Z'_{k2} \cdot I_{s2N}}{U_{sN}} \cdot \frac{I_{s1N} \cdot U_{sN}}{I_{s2N} \cdot U_{sN}}} = \\ &= \frac{\Delta n}{u_{k1^*} + u_{k2^*} \cdot \frac{S_{N1}}{S_{N2}}} \end{aligned} \quad (2.170)$$

Наприклад, для двох однакових трансформаторів із повними потужностями $S_{N1} = S_{N2}$, напругами короткого замикання $u_{k1^*} = u_{k2^*} = 0,05$, різницею коефіцієнтів трансформації $\Delta n = 0,05$ зрівняльний струм

$$I_{n^*} = \frac{\Delta n}{u_{k1^*} + u_{k2^*} \cdot \frac{S_{N1}}{S_{N2}}} = \frac{0,05}{0,05 + 0,05} = 0,5. \quad (2.171)$$

Зрівняльний струм дорівнює половині номінального струму, що неприпустимо. Тому на параметр Δn накладаються жорсткі обмеження: Δn повинен не перевищувати 0,005. Тобто коефіцієнти трансформації всіх паралельно працюючих трансформаторів можуть відрізнятись від середнього коефіцієнта трансформації не більше ніж на 0,5 %.

Для аналізу режиму навантаження (на рис. 2.65 – вимикач Q замкнено) для паралельно працюючих трансформаторів застосовується метод накладання, тобто сумарний первинний струм трансформатора розглядається як сума навантажувального I_l та зрівняльного I_n струмів:

$$I_{\Sigma 1} = I_{l1} + I_{n1}; \quad (2.172)$$

$$I_{\Sigma 2} = I_{l2} + I_{n2}. \quad (2.173)$$

На векторну діаграму паралельно працюючих трансформаторів у режимі неробочого ходу накладається векторна діаграма зрівняльних струмів (див. рис. 2.66).

На рис. 2.67 наводиться векторна діаграма струмів та напруг двох трансформаторів однакової потужності з активно-індуктивним навантаженням, що увімкнені на паралельну роботу. За рахунок накладання зрівняльного струму перший трансформатор із меншим коефіцієнтом трансформації опиняється перевантаженим, а другий трансформатор з більшим коефіцієнтом трансформації – недовантаженим.

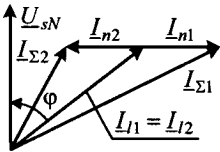


Рисунок 2.67 – Векторна діаграма для трансформаторів, увімкнених на паралельну роботу з різними коефіцієнтами трансформації, в режимі навантаження

Тривале перевантаження трансформаторів неприпустиме з умов нагріву, тому загальне навантаження трансформаторів необхідно зменшувати доти, доки перевантажений трансформатор вийде до режиму номінального навантаження. Недовантажений трансформатор при цьому опиниться недовантаженим ще більше.

2.24.3. Паралельна робота трансформаторів, які належать до різних груп з'єднання

Нехай перша та третя умови підключення трансформаторів на паралельну роботу виконуються точно, друга умова порушена: трансформатори, які працюють паралельно, мають різні групи з'єднання.

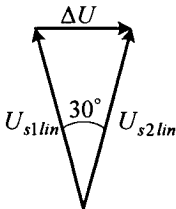


Рисунок 2.68 – Векторна діаграма лінійних напруг паралельно працюючих трансформаторів з різними групами з'єднання

Якщо перший трансформатор має групу 0, а другий – 11, то вторинні лінійні напруги обох трансформаторів \underline{U}_{s1lin} та \underline{U}_{s2lin} дорівнюють одна одній за величиною, але мають фазовий зсув 30° (рис. 2.68).

У замкненому контурі, який створено вторинними обмотками трансформаторів, діє різницева напруга

$$\underline{\Delta U} = \underline{U}_{s1lin} - \underline{U}_{s2lin}. \quad (2.174)$$

З трикутника на векторній діаграмі отримується:

$$\Delta U = 2U_{s \sin 15^\circ} \cdot \sin 15^\circ = 0,52U_{s \sin 15^\circ}. \quad (2.175)$$

Наявність різницевої напруги ΔU викличе протікання зрівняльного струму

$$I_n = \frac{\Delta U}{Z'_{k1} + Z'_{k2}}. \quad (2.176)$$

Через те що напруга ΔU дуже велика, струм $I_n = (4-7)I_{p1N}$. Такий струм неприпустимий за умовами нагріву. Паралельна робота трансформаторів з різними групами з'єднання категорично неприпустима.

2.24.4. Паралельна робота трансформаторів з різними напругами короткого замикання

Нехай перша та друга умови підключення трансформаторів на паралельну роботу виконуються суворо, третя умова порушена: трансформатори, що працюють паралельно, мають різні напруги короткого замикання.

Для визначення розподілення струмів між паралельно працюючими трансформаторами використовується спрощена схема заміщення (рис. 2.69). Відношення струмів трансформаторів обернено пропорційно відношенню їх опорів короткого замикання:

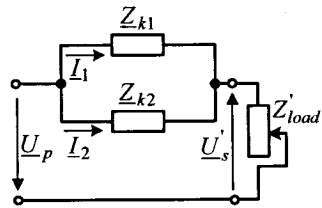


Рисунок 2.69 – Спрощена схема заміщення паралельно працюючих трансформаторів із різними напругами короткого замикання

$$I_1 : I_2 = \frac{1}{Z_{k1}} : \frac{1}{Z_{k2}}. \quad (2.177)$$

Кожен член правої частини (2.177) помножується та ділиться на відповідний номінальний струм, крім того, права частина ділиться на номінальну напругу першого трансформатора:

$$I_1 : I_2 = \frac{I_{N1}}{Z_{k1} \cdot I_{N1}} : \frac{I_{N2}}{Z_{k2} \cdot I_{N2}}. \quad (2.178)$$

$$\frac{I_1}{U_{pN1}} = \frac{I_2}{U_{pN1}}$$

Згідно з умовами увімкнення $U_{pN1} = U_{pN2}$ та зважаючи на (2.107),

$$I_1 : I_2 = \frac{I_{N1}}{\frac{Z_{k1} \cdot I_{N1}}{U_{pN1}}} : \frac{I_{N2}}{\frac{Z_{k2} \cdot I_{N2}}{U_{pN1}}} = \frac{I_{N1}}{u_{k1*}} : \frac{I_{N2}}{u_{k2*}}. \quad (2.179)$$

Якщо напруги короткого замикання однакові в обох трансформаторів, то вони навантажуються струмами, пропорційними номінальним.

Якщо ліву та праву частини (2.178) помножити на U_{pN1} , то отримується формула, за якою розраховується потужність навантаження паралельно працюючих трансформаторів:

$$S_1 : S_2 = \frac{S_{N1}}{u_{k1*}} : \frac{S_{N2}}{u_{k2*}}. \quad (2.180)$$

Якщо напруги короткого замикання обох трансформаторів дорівнюють одна одній, то трансформатори навантажуються пропорційно своїм номінальним потужностям. Якщо, наприклад, у першого трансформатора напруга короткого замикання менша, то він буде перевантажений. Тривале перевантаження трансформатора не припустимо, тому доводиться зменшувати загальне навантаження трансформаторів доти, доки перевантажений трансформатор не буде у режимі номінального навантаження. Другий трансформатор при цьому опиниться недовантаженим. Відповідно до стандарту напруги короткого замикання окремих трансформаторів можуть відрізнятися від середнього значення всіх u_k не більше, ніж $\pm 10\%$. Широкий допуск на відхилення u_k пояснюється тим, що дійсна величина u_k залежить від багатьох факторів, у тому числі від технологічних. Як правило, u_k визначається приблизно.

Установлено, що зі зростом потужності трансформатора величина u_k зростає. Тому існує обмеження щодо співвідношення потужностей трансформаторів, які працюють паралельно. А саме, відношення потужностей має бути не більше 1:3.

Величина потужності навантаження трансформаторів, що працюють паралельно, може бути визначена за допомогою зовнішніх характеристик. Нахил зовнішніх характеристик визначається зміною напруги трансформатора $\Delta u\%$. У свою чергу, величина $\Delta u\%$ визначається величиною $u_k\%$. Чим більша напруга короткого замикання, тим більший на-

хил зовнішньої характеристики, тим менший струм навантаження при однаковій напрузі на первинних обмотках паралельно працюючих трансформаторів.

Наприклад, $u_{k1} < u_{k2}$. Трансформатор із меншою напругою короткого замикання перевантажується. Це можна побачити з графіка зовнішніх характеристик (рис. 2.70).

Важною практичною задачею є визначення потужності навантаження кожного з паралельно працюючих трансформаторів за відомим загальним навантаженням та відомими номінальними даними.

З (2.180) отримується значення потужності навантаження одного з трансформаторів:

$$S_1 = S_2 \cdot \frac{u_{k1*}}{u_{k2*}} \cdot \frac{S_{N1}}{S_{N2}} \quad (2.181)$$

Загальна потужність навантаження

$$S = S_1 + S_2 \quad (2.182)$$

Тоді потужність навантаження другого трансформатора

$$S_2 = S - S_1 \quad (2.183)$$

При підстановці (2.183) до (2.181) отримується потужність навантаження першого трансформатора:

$$S_1 = (S - S_1) \cdot \frac{u_{k1*}}{u_{k2*}} \cdot \frac{S_{N1}}{S_{N2}} = S \cdot \frac{u_{k1*}}{\left(\frac{S_{N1}}{u_{k1*}} + \frac{S_{N2}}{u_{k2*}} \right)} \quad (2.184)$$

Формулу (2.184) можна поширити на довільну кількість паралельно працюючих трансформаторів.

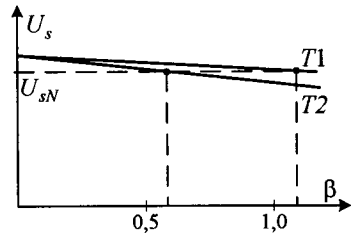


Рисунок 2.70 – Зовнішні характеристики паралельно працюючих трансформаторів із різними напругами короткого замикання

Потужність навантаження довільного x -го трансформатора

$$S_x = \sum_{i=1}^n S_i \cdot \frac{u_{kx*}}{\sum_{x=1}^n \frac{S_{Nx}}{u_{kx*}}}, \quad (2.185)$$

де $\sum_{i=1}^n S_i$ – загальна потужність навантаження n трансформаторів, що працюють паралельно; S_{Nx} – номінальна потужність x -го трансформатора; u_{kx*} – напруга короткого замикання x -го трансформатора.

2.25. Спеціальні трансформатори

2.25.1. Багатообмоткові трансформатори

У багатообмоткових трансформаторів на кожному стрижні знаходяться одна первинна та декілька вторинних обмоток. Тобто можна отримати декілька різних напруг за допомогою одного трансформатора. Такі трансформатори широко використовуються в пристроях зв'язку та автоматики.

В енергетиці застосують три-обмоткові трансформатори. У такого трансформатора на кожному стрижні одна первинна та дві вторинні обмотки (рис. 2.71).

Як і для звичайного, для три-обмоткового трансформатора справедливі рівняння МРС та струмів:

$$\underline{I}_p N_p + \underline{I}_{s1} N_{s1} + \underline{I}_{s2} N_{s2} = \underline{I}_{p0} N_p; \quad (2.186)$$

$$\underline{I}_p = \underline{I}_{p0} + (-\underline{I}'_{s1} - \underline{I}'_{s2}), \quad (2.187)$$

де \underline{I}_{s1} і \underline{I}_{s2} , N_{s1} і N_{s2} – струми та кількість витків першої та другої вторинних обмоток автотрансформатора відповідно, \underline{I}'_{s1} і \underline{I}'_{s2} – зведені значення струмів першої та другої вторинних обмоток автотрансформатора відповідно.

Якщо знехтувати струмом неробочого ходу з огляду на його ма-

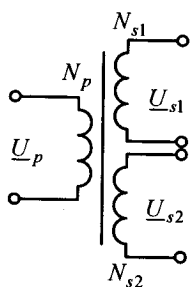


Рисунок 2.71 – Схема триобмоткового трансформатора

лість, то

$$\underline{I}_p = -\underline{I}'_{s1} - \underline{I}'_{s2}. \quad (2.188)$$

Тобто струм первинної обмотки є геометричною сумою струмів вторинних обмоток (геометрична сума є меншою за арифметичну).

Враховуючи неодноразність навантаження вторинних обмоток, повна потужність первинної обмотки менша за суму повних потужностей вторинних обмоток.

Стандарт установлює співвідношення потужностей обмоток: $S_p : S_{s1} : S_{s2} = 1:1:1$ або $1:1: 2/3$ або $1: 2/3 : 2/3$. Такий вибір потужностей дозволяє економити активні матеріали.

Рівняння напруг для всіх обмоток складається за другим законом Кірхгофа:

$$\begin{cases} \underline{U}_p = -\underline{E}_p + \underline{I}_p Z_p; \\ \underline{U}'_{s1} = \underline{E}'_{s1} - \underline{I}'_{s1} Z'_{s1}; \\ \underline{U}'_{s2} = \underline{E}'_{s2} - \underline{I}'_{s2} Z'_{s2}; \\ -\underline{E}_p = -\underline{E}'_{s1} = -\underline{E}'_{s2}, \end{cases} \quad (2.189)$$

де \underline{U}'_{s1} і \underline{U}'_{s2} , \underline{E}'_{s1} і \underline{E}'_{s2} – зведені значення напруг та ЕРС першої та другої вторинних обмоток автотрансформатора відповідно.

На основі рівнянь напруг будується векторна діаграма (рис. 2.72).

Через те, що кількість витків вторинних обмоток різна, коефіцієнти зведення для кожної вторинної обмотки визначаються окремо:

$$k_{ps1} = \frac{N_p}{N_{s1}}; \quad (2.190)$$

$$k_{ps2} = \frac{N_p}{N_{s2}}. \quad (2.191)$$

Для триобмоткових трансформаторів стандартом передбачаються схеми з'єднання обмоток та групи трансформаторів: $Y_0/Y/\Delta - 0,11$ та $Y_0/\Delta/\Delta - 11,11$.

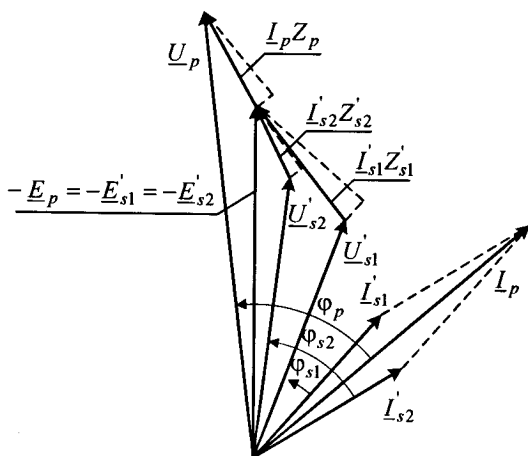


Рисунок 2.72 – Векторна діаграма триобмоткового трансформатора

2.25.2. Автотрансформатор

Автотрансформатором є трансформатор, у якого між первинною та вторинною обмотками крім магнітного зв'язку є електричний. Тобто потужність із первинної обмотки до вторинної передається двома шляхами: магнітним та електричним.

Автотрансформатор (рис. 2.73) має одну обмотку. Причому частина її належить одночасно первинній та вторинній обмоткам (на наведеному прикладі вторинна обмотка – частина первинної). Кількість витків первинної обмотки $N_p = N_{AX}$, вторинної обмотки $N_s = N_{aX}$.

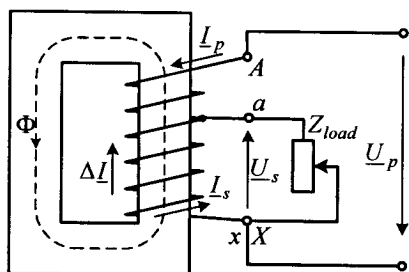


Рисунок 2.73 – Однофазний знижувальний автотрансформатор

Суміщення обмоток в автотрансформаторі обумовить скорочення витрат міді порівняно зі звичайним трансформатором. Зменшення обсягу міді у вікні трансформатора приведе до зменшення розмірів магнітопроводу.

Коефіцієнт трансформації автотрансформатора визначається за тими самим

принципами, що і для звичайного трансформатора:

$$n_A = \frac{U_p}{U_s} = \frac{N_p}{N_s} = \frac{I_s}{I_p} \quad (2.192)$$

Для автотрансформатора справедливі рівняння МРС та струмів:

$$\underline{I}_p N_p + \underline{I}_s N_s = \underline{I}_{po} N_p; \quad (2.193)$$

$$\underline{I}_p = \underline{I}_{po} + (-\underline{I}_s'). \quad (2.194)$$

Зважаючи на малість струму неробочого ходу \underline{I}_{po} , ним нехтують.

Тоді $I_p = -I_s'$, тобто струми первинної та вторинної обмоток знаходяться у протифазі.

По ділянці обмотки aX (див. рис. 2.73) протікає різницевий струм

$$\Delta \underline{I} = \underline{I}_s - \underline{I}_p. \quad (2.195)$$

Для знижувального трансформатора з коефіцієнтом трансформації $n_A < 2$ струм вторинної обмотки більший за струм первинної обмотки, $I_s > I_p$. Тоді різницевий струм $\Delta \underline{I} < \underline{I}_p$. Це означає, що ділянка обмотки aX може виконуватися з проводу меншого перерізу, ніж ділянка Aa для економії міді.

Розрахункова (електромагнітна) потужність обмотки на ділянці Aa

$$S_{dp} = I_p \cdot (U_p - U_s) = I_p U_p \cdot \left(1 - \frac{1}{n_A}\right). \quad (2.196)$$

Номінальна розрахункова потужність автотрансформатора, нехтуючи втратами потужності,

$$S_{d\,nom} \approx S_{dp} \approx S_{ds} \approx U_{pN} I_{pN} \cdot \left(1 - \frac{1}{n_A}\right). \quad (2.197)$$

Повні потужності первинної та вторинної обмоток, які ще називаються прохідними потужностями автотрансформатора, відповідно,

$$S_{ip} = U_p I_p; \quad (2.198)$$

$$S_{is} = U_s I_s. \quad (2.199)$$

Номінальна прохідна потужність, нехтуючи втратами потужності,

$$S_{t\ nom} \approx S_{I_p\ nom} \approx S_{I_s\ nom} \approx U_{pN} \cdot I_{pN}. \quad (2.200)$$

У звичайних трансформаторів електромагнітна потужність дорівнює повній потужності (тобто розрахункова потужність дорівнює прохідній). В автотрансформатора розрахункова потужність є меншою за прохідну. Витрата активних матеріалів (міді та сталі) визначається розрахунковою потужністю. Таким чином, витрата активних матеріалів у автотрансформатора менша, від звичайного трансформатора за умов рівності їх прохідних потужностей, тобто повних потужностей. Відношення повних потужностей автотрансформатора $S_{d\ nom}$ та трансформатора $S_{d\ nom\ TP}$ у номінальному режимі називається коефіцієнтом вигідності

$$k_c = \frac{S_{dN}}{S_{dNTp}} = \frac{U_{pN} I_{pN} \cdot \left(1 - \frac{1}{n_A}\right)}{U_{pN} I_{pN}} = 1 - \frac{1}{n_A}. \quad (2.201)$$

З (2.201) випливає, що чим ближчий коефіцієнт трансформації n_A до 1, тим менша витрата матеріалів, тим вигідніше використання автотрансформаторів (на відміну від звичайних трансформаторів) за умов рівності їх повних (прохідних) потужностей.

Потужність в автотрансформаторі передається двома шляхами: магнітним та електричним. При цьому розрахункова потужність передається магнітним шляхом. Електрична потужність є різницею між повною (прохідною) та розрахунковою (електромагнітною) потужностями.

Номінальна електрична потужність

$$S_{el\ nom} = S_{t\ nom} - S_{d\ nom} = U_{pN} \cdot I_{pN} \cdot \frac{1}{n_A}. \quad (2.202)$$

В окремому випадку, коли $n_A = 2$, потужності, що передаються магнітним та електричним шляхами, однакові.

Галузі використання автотрансформаторів:

1. Експериментальні дослідження. У цьому випадку автотрансформатор має рухомий контакт, і напруга на виході плавно змінюється від нуля до номінального значення. Якщо автотрансформатор однофазний, то він називається ЛАТр (лабораторний автотрансформатор); якщо трифазний, то – РНТ (регулятор напруги трифазний).

2. Для пуску до ходу асинхронних та синхронних двигунів великої потужності. У цьому випадку обмотка автотрансформатора має три відпайки та за допомогою перемикача напруга на виході підвищується ступенево.

3. Для зв'язку електроліній близької напруги (наприклад, для напруг 6,3 та 10,5 кВ використовується автотрансформатор із коефіцієнтом трансформації $n_A = 1,667$ та коефіцієнтом вигідності $k_c \approx 0,4$).

2.25.3. Вимірювальні трансформатори

Вимірювальні трансформатори використовуються для підключення вимірювальних приладів до електричних кіл високої напруги та сильних струмів із метою розширення меж вимірів приладів. Існують трансформатори напруги та струму.

Співвідношення між електромагнітними величинами у вимірювальних трансформаторів таке саме, як і у звичайних трансформаторів.

Вимірювальні трансформатори напруги бувають одно- і трифазні. Конструктивно виконуються подібно до звичайних трансформаторів. Відмінністю від звичайних трансформаторів є виконання магнітопроводу обов'язково ненасиченим для зменшення похибок вимірювання.

Вторинна обмотка вимірювального трансформатора напруги замикається на вольтметр, який має дуже великий опір. Тому робочим режимом трансформатора є режим неробочого ходу (рис. 2.74).

Як правило, номінальна напруга вторинної обмотки становить 100 В. Трансформатор виконується багатограничним (із перемиканням).

У вимірювальних трансформаторах струму первинна обмотка має один або декілька витків та вмикається послідовно до кола, струм якого вимірюється. Позначення затискачів цієї обмотки – $L1$ та $L2$ (лінія). Вторинна обмотка має декілька сот або тисяч витків. Позначення затискачів цієї обмотки – $B1$ та $B2$ (вимірювання). Вторинна обмотка замикається на амперметр, опір якого близький до нуля. Тобто робочим режимом трансформатора струму є коротке замикання (рис. 2.75).

Номінальний вторинний струм зазвичай становить 5 А. Трансфор-

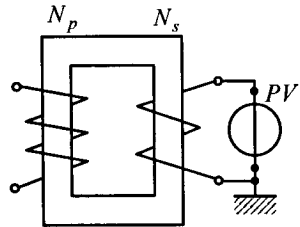


Рисунок 2.74 – Схема вимірювального трансформатора напруги

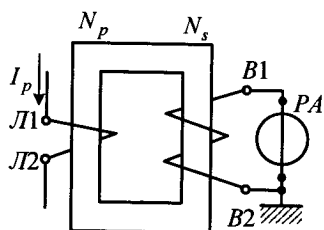


Рисунок 2.75 – Схема вимірювального трансформатора струму

матор виконується, як правило, багатограничним.

Під час роботи трансформатора струму категорично забороняється розмикання вторинної обмотки. При замкненій вторинній обмотці МРС первинної обмотки $I_p N_p$ та МРС вторинної обмотки $I_s N_s$ взаємозрівноважені. Магнітний потік в осерді дуже малий. При розмиканні вторинної обмотки МРС $I_s N_s = 0$.

А МРС $I_p N_p$ залишається незрівноваженою, при цьому величина цієї МРС визначається струмом лінії I_p , який не змінюється. Тому результуючий магнітний потік в осерді зростає в десятки, сотні разів. ЕРС вторинної обмотки може досягати декількох тисяч вольт, що небезпечно для обслуговуючого персоналу та ізоляції. Істотне збільшення магнітного потоку призводить до різкого збільшення магнітних втрат, перегрівання осердя до самого його розплавлення.

Контрольні запитання

1. За якими ознаками класифікуються трансформатори?
2. Дайте визначення силового трансформатора.
3. Що зазначається на таблиці номінальних даних силового трансформатора?
4. Наведіть електромагнітну схему найпростішого трансформатора і поясніть призначення його елементів.
5. У чому полягає принцип дії трансформатора?
6. Що таке коефіцієнт трансформації та як він зв'язує напруги та струми обмоток трансформатора?
7. Які конструкції магнітопроводів застосовуються у трансформаторах?
8. Які типи обмоток застосовуються у трансформаторах?
9. Як здійснюється охолодження трансформаторів?
10. Як визначається амплітуда магнітного потоку трансформатора?
11. Яка мета і порядок магнітного розрахунку трансформатора?

12. Поясніть магнітну характеристику трансформатора.
13. Як визначаються величина та форма струму неробочого ходу трансформатора?
14. Для чого використовується зведений трансформатор?
15. Наведіть рівняння МРС, струмів та напруг трансформатора в режимах неробочого ходу, короткого замикання та навантаження.
16. Наведіть схеми заміщення та векторні діаграми трансформатора в режимах неробочого ходу, короткого замикання та навантаження.
17. Яким чином проводяться досліди неробочого ходу та короткого замикання трансформатора та які характеристики отримують за даними цих дослідів?
18. Поясніть характеристики неробочого ходу та короткого замикання трансформатора.
19. Як визначається трикутник короткого замикання трансформатора?
20. Які втрати потужності виділяються в трансформаторі, яка їх фізична природа?
21. Наведіть енергетичну діаграму трансформатора.
22. Як визначити ККД трансформатора за дослідом неробочого ходу та короткого замикання?
23. За якої умови ККД трансформатора буде максимальним?
24. Які властивості трансформатора характеризує напруга короткого замикання?
25. Для чого використовується зовнішня характеристика трансформатора?
26. Як визначити зміну напруги трансформатора в режимі навантаження в інженерних розрахунках?
27. Як виконуються магнітопроводи трифазних трансформаторів?
28. Як виконується трансформаторна група?
29. Як розподіляється магнітний потік між стрижнями та ярмами трифазного стрижньового трансформатора?
30. Як впливає схема з'єднання обмоток трифазних трансформаторів на їх роботу?
31. Як визначається група з'єднань трансформатора?
32. В якому випадку застосовують визначення полярності трансформатора?
33. Від яких чинників залежить група з'єднань трансформатора?

34. Як отримати парні та непарні групи з'єднань трансформатора?
35. Які групи з'єднань застосовують в однофазних та трифазних трансформаторах?
36. Як визначити групу трансформатора, якщо відома схема з'єднань обмоток?
37. В яких випадках використовується паралельна робота трансформаторів?
38. Які умови включення трансформаторів до паралельної роботи?
39. Чому трансформатори повинні мати однакові коефіцієнти трансформації?
40. Чому трансформатори повинні мати однакові напруги короткого замикання?
41. Чому трансформатори повинні мати однакові групи з'єднань обмоток?
42. Яка умова підключення трансформаторів на паралельну роботу повинна виконуватись точно?
43. На які умови підключення трансформаторів на паралельну роботу допускаються відхилення?
44. Як визначити зрівняльний струм між двома паралельно працюючими трансформаторами в інженерних розрахунках?
45. Як розподіляється навантаження між двома паралельними працюючими трансформаторами при неоднаковості напруг короткого замикання?
46. Які особливості конструкції багатообмоткових трансформаторів?
47. Наведіть рівняння напруг багатообмоткового трансформатора?
48. Як визначаються коефіцієнти трансформації та зведення багатообмоткового трансформатора?
49. Які схеми з'єднання обмоток та групи трансформаторів передбачаються стандартом для триобмоткових трансформаторів?
50. Які особливості конструкції автотрансформаторів?
51. Наведіть рівняння напруг автотрансформатора?
52. Які потужності розрізняють у автотрансформаторі?
53. Яке призначення вимірювальних трансформаторів?
54. Як конструктивно виконуються трансформатори напруги і струму?
55. В яких режимах працюють трансформатори напруги і струму?

3. ЗАГАЛЬНІ ПИТАННЯ МАШИН ЗМІННОГО СТРУМУ

3.1. Принципи виконання обмоток машин змінного струму

3.1.1. Загальні положення

Безколекторні машини змінного струму (асинхронні та синхронні), відрізняючись за принципом дії, мають конструктивну схожість, а їх теорія спирається на низку загальних питань стосовно робочої обмотки.

Робоча обмотка – це та обмотка, у якій наводиться ЕРС і протікає робочий струм. У значній більшості випадків у машинах постійного струму робоча обмотка розміщується на нерухомому статорі. Тому надалі роботу обмотку будемо розуміти як обмотку статора.

Обмотки статора, що застосовуються в класичних конструкціях машин змінного струму, розглядаються в такій послідовності:

- 1) будова обмотки статора;
- 2) наведення ЕРС в обмотці статора;
- 3) створення обмоткою статора обертового магнітного поля.

3.1.2. Призначення обмоток статора

Призначення обмоток статора в асинхронних та синхронних машинах однаково.

У режимі генератора обмотка статора магнітно зчеплена з обертовим магнітним полем, яке наводить у ній ЕРС. У результаті на затискачах генератора з'являється напруга.

У режимі двигуна обмотка статора приєднується до мережі змінного струму, створює обертове магнітне поле, взаємодія якого з ротором приводить до виникнення обертового електромагнітного моменту машини.

Найпростішим елементом обмотки є секція. Секція може складатися з одного витка (одновиткова секція) та з багатьох витків (багатовиткова секція).

Частини секції, що знаходяться в пазу, називаються пазовими частинами (рис. 3.1). Частини секції, що з'єднують пазові частини, називаються лобовими частинами. Ті частини секції, що знахо-



Рисунок 3.1 – Статор машини змінного струму з обмоткою

дяться в робочому магнітному полі, називаються активними частинами секції.

Конструкція електричних машин створена так, щоб активні частини збігалися з пазовими частинами секції.

3.1.3. Класифікація обмоток статора

Залежно від особливостей конструктивного виконання та розташування по колу статора існує класифікація обмоток статора.

1. За кількістю фаз m_s , обмотки поділяються на однофазні, двофазні, трифазні (дуже рідко зустрічаються машини з більшою кількістю фаз). Одно- та двофазні обмотки використовуються у машинах малої потужності.

Далі розглядаються трифазні обмотки, $m_s = 3$.

2. За кількістю активних сторін секції по висоті паза обмотки поділяються на одношарові та двошарові (рис. 3.2).

3. Залежно від форми секцій обмотки поділяються на петльові та хвильові (рис. 3.3).

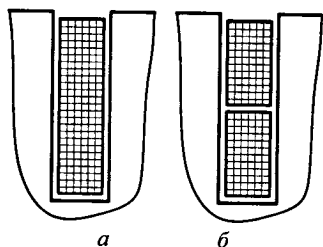


Рисунок 3.2 – Заповнення пазів одношарових (а) та двошарових (б) обмоток

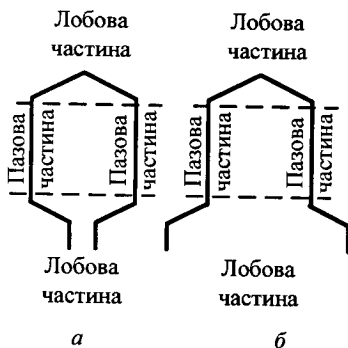


Рисунок 3.3 – Секції петльової (а) та хвильової (б) обмоток

Переважно використовуються петльові обмотки. Хвильові обмотки застосовують для тихохідних гідрогенераторів та фазних роторів асинхронних двигунів великої потужності.

4. Залежно від конструкції секцій обмотки розподіляються на обмотки з м'якими секціями та обмотки з жорсткими секціями (рис. 3.4). М'які секції виконуються з провідників круглого перерізу, вони зазвичай багатовиткові та розміщуються у пазах з вузькими шліцами. При цьому

провідники по одному всипаються до паза крізь вузький шліц (всипні обмотки).

Жорсткі секції виготовляються, ізолюються та формуються поза статором, а потім укладаються до відкритих або напівзакритих пазів. Жорсткі секції значно надійніші за м'які. Тому в електричних машинах середньої та великої потужності використовуються жорсткі секції.

5. Залежно від кількості пазів на полюс і фази обмотки поділяються на зосереджені та розподілені. Для позначення величин зосереджених та розподілених обмоток будуть застосовуватися індекси c (concentric) та d (discrete) відповідно.

Кількість пазів на полюс і фази

$$q_s = \frac{Q_s}{2p m_s}, \quad (3.1)$$

де Q_s – кількість пазів статора; $2p$ – кількість полюсів обертового магнітного поля, що наводить ЕРС в обмотці статора в режимі генератора або яке створюється обмоткою статора в режимі двигуна, надалі – кількість полюсів; m_s – кількість фаз обмотки.

Величина q_s показує, скільки пазів на кожному полюсному кроці належить одній фазі.

Величина полюсного кроку на внутрішньому діаметрі статора d_s визначається як

$$\tau_p = \frac{\pi d_s}{2p} \text{ (виражений в лінійних одиницях)} \quad (3.2)$$

$$\text{або } \tau_p = \frac{Q_s}{2p} \text{ (виражений в кількості пазів статора)}. \quad (3.3)$$

Якщо $q_s = 1$, то обмотка є зосередженою. Кожній фазі у межах одного полюсного кроку τ_p належить один паз (переважно зосереджені обмотки не використовуються).

Якщо $q_s > 1$, то обмотка є розподіленою. Число q_s може бути цілим

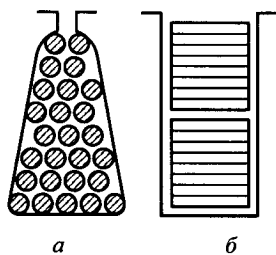


Рисунок 3.4 – Заповнення паза обмоткою з м'якими (а) та жорсткими (б) секціями

та дробовим. У розподілених обмоток значення q_s бувають від $1\frac{1}{2}$ до 8.

6. Залежно від величини кроку обмотки поділяються на діаметральні, в яких крок обмотки дорівнює полюсному кроку, $y = \tau_p$, та обмотки з укороченим кроком, у яких крок обмотки менший за полюсний, $y < \tau_p$.

Кроком обмотки є відстань між активними сторонами однієї секції по внутрішньому колу статора. Крок обмотки y виражається кількістю пазів.

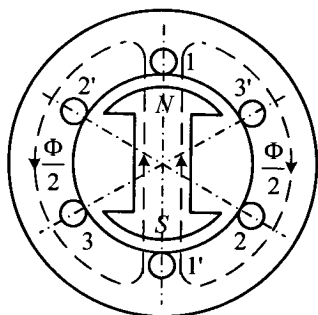


Рисунок 3.5 – Поперечний розріз простішої електричної машини

Простішою електричною машиною є трифазна ($m_s = 3$) двополюсна ($2p = 2$) електрична машина із зосередженою обмоткою статора, в якій обертове магнітне поле створюється струмом в обмотці обертового ротора або двополюсним постійним магнітом (рис 3.5). Силві лінії основного магнітного потоку Φ замикаються по шляху з найменшим магнітним опором. Кожна фазна обмотка складається з однієї одновиткової секції, яка в пазах розташовується в один шар. Обмотка виконується зосередженою, тобто кількість

пазів на полюс та фазу $q_s = 1$. Необхідна кількість пазів

$$Q_s = 2pm_s q_s = 2 \cdot 3 \cdot 1 = 6. \quad (3.4)$$

Обмотка статора простішої електричної машини має діаметральний крок. З (3.3) отримується:

$$y = \tau_p = \frac{Q_s}{2p} = \frac{6}{2} = 3. \quad (3.5)$$

Таким чином, на внутрішній поверхні статора простішої електричної машини є шість пазів, у яких в один шар розташовується трифазна зосереджена обмотка, що складається з секцій 1–1', 2–2', 3–3'.

Сторони секції обмотки з діаметральним кроком розташовуються на відстані полюсного кроку, $y = \tau_p$, для двополюсної машини – на діаметрі (рис. 3.6, а). Секція зчеплена з максимальним магнітним потоком.

Отже, ЕРС секції буде максимально можливою.

Якщо одну сторону секції зсунути на деякий кут, то отримується обмотка з укороченим кроком (рис. 3.6, б). Величина магнітного потоку, зчепленого з секцією обмоткою, зменшиться. Отже, зменшиться й ЕРС секції. Укорочення кроку обмотки виконується для зменшення вищих гармонік у кривій ЕРС.

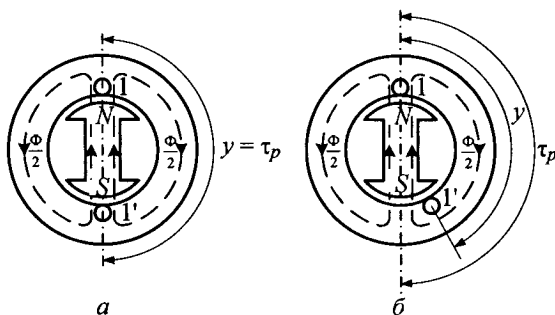


Рисунок 3.6 – Розташування сторін секції обмотки з діаметральним (а) та з укороченим (б) кроком

Термін «діаметральний крок» зберігається й для багатополюсних машин, де вважається, що сторони секції розташовуються на відстані полюсного кроку. Одношарова обмотка завжди має діаметральний крок, $y = \tau_p$; двошарова обмотка зазвичай виконується з укороченням кроку, $y \approx 0,8\tau_p$.

Для позначення величин обмоток з укороченим кроком буде застосовуватися індекс p .

3.1.4. Маркування виведень обмоток статорів машин змінного струму

Згідно зі стандартом для трифазних обмоток виведення обмоток статорів маркуються відповідно до табл. 3.1. Для навчального процесу припускається також маркування за аналогією з трансформатором: $AХ$, $BУ$, CZ . Ці позначення будуть використовуватися далі.

Таблиця 3.1 – Маркування кінців трифазних обмоток

Маркування	початок	кінець
перша фаза	U1	U2
друга фаза	V1	V2
третя фаза	W1	W2

3.1.5. Принципи виконання обмоток статорів машин змінного струму

Елементом обмотки статора є секція, яка складається у найпростішому випадку з двох провідників, розташованих у двох пазах на відстані кроку y і з'єднаних послідовно. Секції, розташовані у сусідніх пазах, з'єднані послідовно та належать до однієї фази, створюють секційну групу. Секційні групи, які рівномірно розташовані по всьому колу статора і належать до однієї фази, створюють фазну обмотку. Кожна фазна обмотка являє собою окреме електричне коло. Окремі фазні обмотки з'єднуються за схемою «зірка» (Y) або «трикутник» (Δ) та створюють обмотку статора. Таким чином, ієрархія елементів обмотки статора має вигляд: провідники \rightarrow секція \rightarrow секційна група \rightarrow фазна обмотка \rightarrow обмотка статора.

В електричних машинах пази рівномірно розподілені уздовж кола статора. Для простішої електричної машини кут між сусідніми пазами становить 60° (рис. 3.7). Якщо перший провідник фази A X знаходиться у першому пази, згідно з кроком обмотки y другий провідник знаходиться у четвертому пази: $1 + y = 1 + 3 = 4$. Вісь фази A X перпендикулярна до площини фазної обмотки. Для рівномірного розташування фаз по колу статора вісь фази B Y зсувається відносно осі фази A X на кут $\frac{360^\circ}{m_s}$. Для

трифазної системи кут становить 120° . Це можливо, якщо провідники фази B Y розташовуються в третьому та шостому пазах.

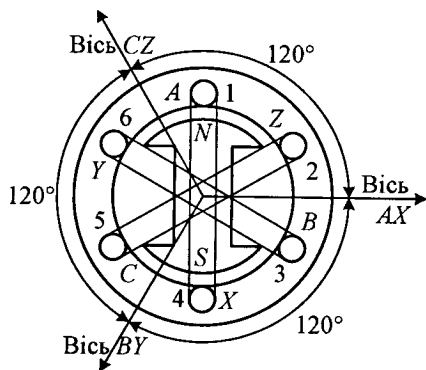


Рисунок 3.7 – Радіальна схема обмотки статора простішої електричної машини

Аналогічно попередньому визначається розташування фазної обмотки C Z (п'ятий та другий пази) та напрямок осі фази.

Три осі фазних обмоток створюють правильну трипроменеву зірку.

Крім номерів пазів на рис. 3.7 проставлено маркування пазів за приналежністю до

фазних обмоток (A, Z, B, X, C, Y).

Якщо розрізати статор між першим та останнім пазами та розгорнути його у площину, то отримується схема-розгортка обмотки (рис. 3.8). Додатково на схему-розгортку нанесено полюсні кроки τ_p .

Радіальна схема та схема-розгортка дозволяють встановити порядок чергування фазних зон уздовж кола статора на подвійному полюсному кроці. Фазна зона – це простір уздовж кола статора, зайнятий пазами, які належать до однієї фази у межах одного полюсного кроку. У найпростішому випадку ($q_s = 1$) у фазній зоні фазної обмотки знаходиться один паз. Чергування фазних зон на подвійній полюсній поділці, $A-Z-B-X-C-Y$, і є алгоритмом виконання обмотки.

У багатополісній машині чергування фазних зон на кожній наступній парі полюсних кроків повторюється (рис. 3.9).

3.1.6. Електричні та геометричні градуси

В теорії електричних машин застосовуються геометричні градуси та електричні градуси. Коло статора містить 360 геометричних градусів (рис. 3.10). Кожен подвійний полюсний крок, тобто повний період розподілу магнітної індукції, відповідає 360 електричним градусам. Певна кількість електричних градусів уздовж кола буде дорівнювати $p \cdot 360$, де p – кількість пар полюсів. У наведеному випадку $p = 2$. Таким чином, один геометричний градус містить p електричних градусів.

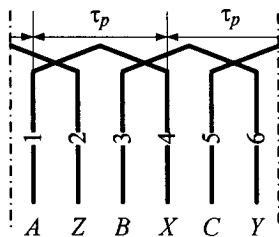


Рисунок 3.8 – Схема-розгортка обмотки

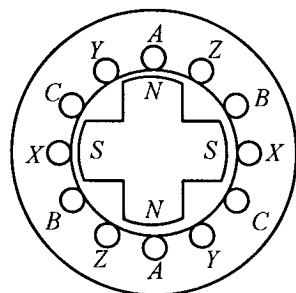


Рисунок 3.9 – Розподіл фазних зон для чотириполюсної машини

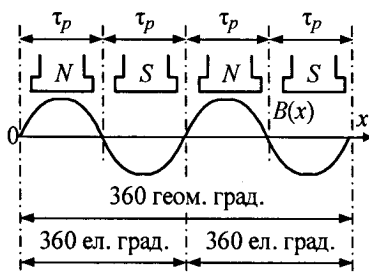


Рисунок 3.10 – Відповідність електричних та геометричних градусів для чотириполюсної машини

3.2. Одношарові обмотки статора

3.2.1. Класифікація одношарових обмоток

Одношарова обмотка широко використовується для машин потужністю до 15 кВт.

Перевагами одношарових обмоток є простота конструкції та можливість механізованої укладки обмотки до пазів. Недоліком одношарових обмоток є збільшення вищих гармонік у кривій ЕРС через їхнє виконання тільки з діаметральним кроком.

Одношарові обмотки поділяються на шаблонні та концентричні.

У шаблонній обмотці (рис. 3.11) всі секції мають однакові розміри та форму (найчастіше трапецеїдальну). Крок всіх секцій однаковий, діаметральний, $y = \tau_p$.

У концентричній обмотці (рис. 3.12) секції, що входять до секційної групи, мають різні розміри. Але при цьому середній крок секційної групи повинен дорівнювати полюсному кроку:

$$\frac{y_1 + y_2}{2} = y_{mid} = \tau_p = \frac{Q_s}{2p}. \quad (3.6)$$

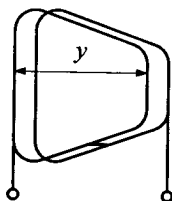


Рисунок 3.11 – Секційна група шаблонної обмотки

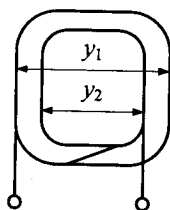


Рисунок 3.12 – Секційна група концентричної обмотки

3.2.2. Шаблонна обмотка

Цей тип обмотки розглядається на прикладі чотириполюсної ($2p = 4$) трифазної ($m_s = 3$) обмотки з кількістю пазів $Q_s = 24$. У такому разі крок обмотки $y = \tau_p = \frac{Q_s}{2p} = \frac{24}{4} = 6$, кількість пазів на полюс і фазу

$$q_s = \frac{Q_s}{2pm_s} = \frac{24}{4 \cdot 3} = 2.$$

В інженерній практиці для створення обмоток використовуються схеми-розгортки обмоток: коло статора розгортається в площину, секції обмотки зображуються геометричними фігурами певної форми.

Порядок побудови схеми-розгортки (рис. 3.13)

1. Прямими лініями зображуються пази та нумеруються.
2. Пази рівномірно розбиваються на полюсні кроки, кількість полюсних кроків дорівнює кількості полюсів $2p$.

3. Пази на кожному полюсному кроці поділяються на фазні зони відповідно до чергування фазних зон $A-Z-B-X-C-Y$ та величини q (фазні зони позначені дужками та літерами).

4. Відповідно до розбивки пазів та кроку обмотки y будується перша секція фази $AХ$ відповідної форми. Перша секція складається з провідника першого паза та провідника сьомого паза ($1 + y = 1 + 6 = 7$). Друга секція складається з провідників другого та восьмого пазів ($2 + y = 2 + 6 = 8$).

Перша та друга секції з'єднуються послідовно та створюють першу секційну групу фази $AХ$. П1, К1 – початок та кінець першої секційної групи відповідно.

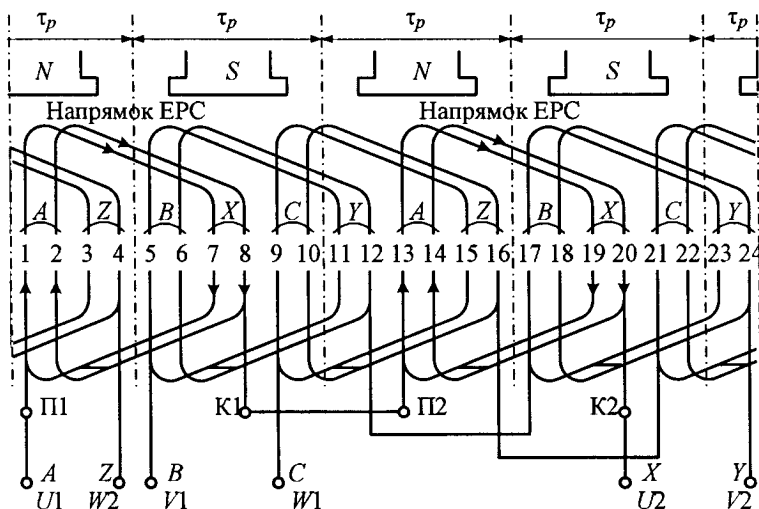


Рисунок 3.13 – Схема-розгортка шаблонної обмотки

Секції на наступній парі полюсних кроків будуються аналогічно. Тринадцята та чотирнадцята секції створюють другу секційну групу фази $AХ$. П2, К2 – початок та кінець другої секційної групи відповідно.

5. Кількість секційних груп фазної одношарової обмотки $N_{sg} = p$.

6. Кількість паралельних віток фазної обмотки залежить від способу з'єднання секційних груп. Якщо всі секційні групи з'єднані послідовно, то фазна обмотка має одну паралельну вітку ($a = 1$). Якщо всі секційні групи з'єднано паралельно, то тоді $a = p$. Можливо змішане з'єднання секційних груп. У прикладі секційні групи з'єднані послідовно, тобто $a = 1$.

7. При з'єднанні секційних груп необхідно узгоджувати напрямок ЕРС окремих секційних груп. Наприклад: у першій секційній групі фази $AХ$ ЕРС спрямована за стрілкою годинника. Друга секційна група фази $AХ$ відносно полюсів розташована так само, як і перша. Отже напрямок ЕРС у ній такий самий. Тому, якщо секційні групи з'єднуються послідовно, то з'єднувати їх треба послідовно узгоджено, тобто К1 з'єднується з П2. Вільні кінці, що залишилися, П1 та К2 будуть початком та кінцем фази $AХ$.

Фази $ВУ$ та $СЗ$ виконуються аналогічно.

Початки та кінці фазних обмоток позначено $AХ, ВУ, СЗ$ та $U1U2, V1V2, W1W2$ відповідно.

3.2.3. Концентрична одношарова двополюсина обмотка

Цей тип обмотки розглядається на прикладі чотириполюсної ($2p = 4$) трифазної ($m_s = 3$) обмотки з кількістю пазів $Q_s = 24$. В такому

разі кількість пазів на полюс і фазу $q_s = \frac{Q_s}{2pm_s} = \frac{24}{4 \cdot 3} = 2$ (рис. 3.14).

Побудова схеми-розгортки концентричної обмотки проводиться так само, як і шаблонної обмотки, але з'єднання провідників у секції виконується з різними кроками.

Концентрична обмотка має q_s кроків. Кроки концентричної обмотки визначаються за виразом:

$$y_i = 2q_s + (2i - 1), \text{ де } i = 1 \dots q_s. \quad (3.7)$$

Для наведеного прикладу обмотка має два кроки:

$$y_1 = 2q + (2i - 1) = 2 \cdot 2 + (2 \cdot 1 - 1) = 5 \text{ при } i = 1;$$

$$y_2 = 2q + (2i - 1) = 2 \cdot 2 + (2 \cdot 2 - 1) = 7 \text{ при } i = 2.$$

Провідники складаються в секції, починаючи з найменшого кроку, тобто y_1 . Згідно з приналежністю пазів до фазних зон, перша секція першої секційної групи фази A X складається з провідників другого та сьомого пазів, що відповідає кроку $y_1 = 5$, друга секція першої секційної групи фази A X складається з провідників першого та восьмого пазів, що відповідає кроку $y_2 = 7$. Друга секційна група складається з секцій чотирнадцятого та дев'ятнадцятого пазів (крок y_1) і тринадцятого та двадцятого пазів (крок y_2).

Перша та друга секційні групи з'єднуються послідовно, з урахуванням узгодженого напрямку ЕРС секційних груп, і утворюють фазну обмотку A X . Фазні обмотки B Y та C Z виконуються аналогічно.

За умов технології виготовлення концентричних обмоток окремі секційні групи повинні мати різну довжину. У прикладі перша секційна група фази A X – «коротка», друга секційна група – «довга». Фазні обмот-

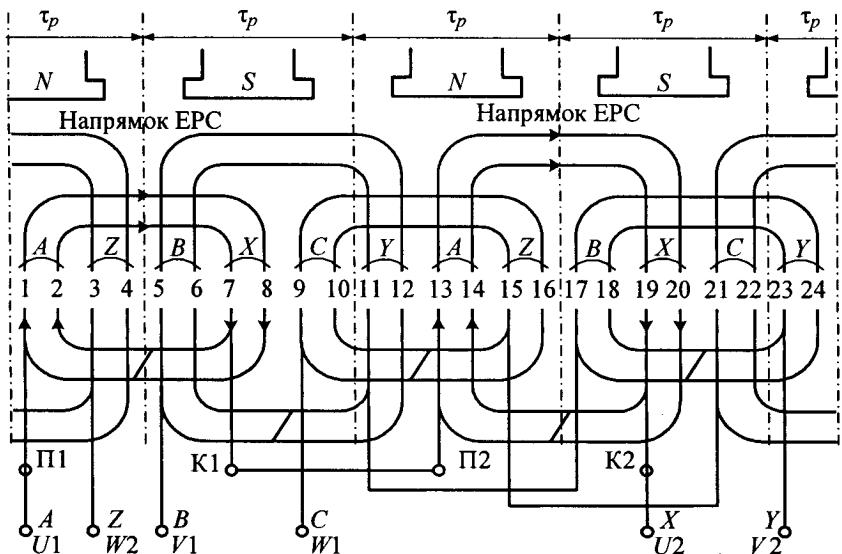


Рисунок 3.14 – Схема-розгортка концентричної обмотки

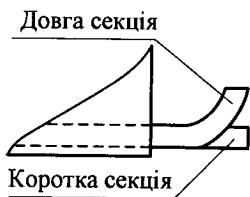


Рисунок 3.15 – Розташування лобових частин концентричної

3.2.4. Одношарова обмотка «врозвалку»

Одношарова обмотка «врозвалку» застосовується при парній кількості пазів на полюс і фазу $q_s \geq 4$. У половині секцій секційної групи лобові частини відгинаються в один бік, а у другої половини – в інший. Таке виконання дозволяє зменшити витрати обмоткового проводу на лобові частини.

Цей тип обмотки розглядається на прикладі двополюсної ($2p=2$) трифазної ($m_s=3$) обмотки з кількістю пазів $Q_s=24$. У такому разі кількість пазів на полюс і фазу $q_s = \frac{Q_s}{2pm_s} = \frac{24}{2 \cdot 3} = 4$ (рис. 3.16).

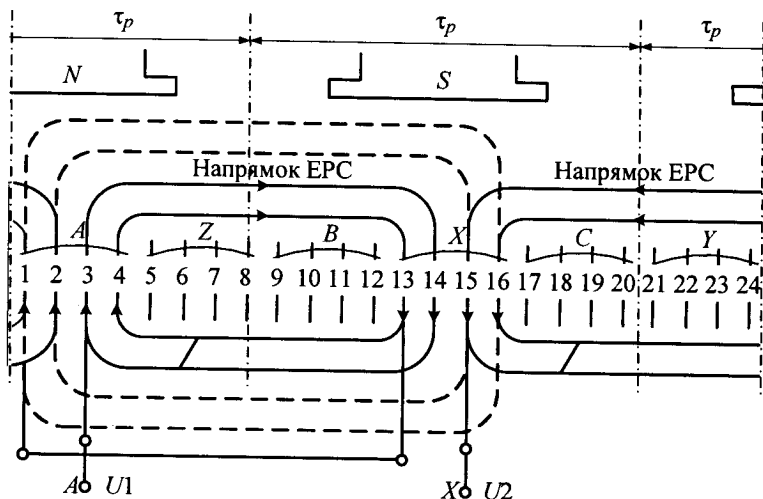


Рисунок 3.16 – Схема-розгортка одношарової обмотки «врозвалку»

ки BV та CZ також складаються з «коротких» та «довгих» секційних груп, які чергуються уздовж схеми-розгортки.

Лобові частини обмоток розташовані у двох площинах: лобові частини «коротких» секційних груп знаходяться у одній площині, «довгих» – у іншій (рис. 3.15).

Обмотка «врозвалку» має $\frac{q_s}{2}$ кроків. Кроки обмотки «врозвалку»

визначаються за (3.7), де $i = 1 \dots \frac{q_s}{2}$:

$$y_1 = 2q + (2i - 1) = 2 \cdot 4 + (2 \cdot 1 - 1) = 9 \text{ при } i = 1;$$

$$y_2 = 2q + (2i - 1) = 2 \cdot 4 + (2 \cdot 2 - 1) = 11 \text{ при } i = 2.$$

У фазних зонах A та X розташовано по чотири пази з провідниками: фазна зона A – 1–4 пази, фазна зона X – 13–16 пази. При об'єднанні провідників четвертого паза та провідників тринадцятого паза з першим кроком $y_1 = 9$ отримується секція 4. При об'єднанні провідників третього та чотирнадцятого пазів із другим кроком $y_2 = 11$ отримується секція 3. Лобові частини цих секцій на виході з третього та четвертого пазів відгинаються праворуч. Провідники шістнадцятого та першого пазів з кроком $y_1 = 9$ утворюють секцію 16, провідники п'ятнадцятого та другого пазів з кроком $y_2 = 11$ утворюють секцію 15. Лобові частини цих секцій на виході з першого та другого пазів відгинаються ліворуч.

Для узгодження напрямку ЕРС провідників секцій з урахуванням розташування секцій під полюсами (ліві провідники секцій 3 та 4 знаходяться під північним полюсом N , ліві провідники секцій 15 та 16 знаходяться під південним полюсом S) секції з'єднуються таким чином, щоб у межах фазних зон A і X напрямком ЕРС провідників, розташованих в 1–4 пазах та 13–16 пазах, збігався при обході фазної обмотки від початку A до кінця X .

Середній крок обмотки «врозвалку» $y_{mid} = \frac{y_1 + y_2}{2} = \frac{9 + 11}{2} = 10$. Він менший за полюсний крок τ_p , але це не значить, що обмотка виконана з укороченням кроку, тому що фазні зони, наприклад A і X , зсунуті на 180 електричних градусів.

Фази BY і CZ виконуються аналогічно.

Пунктиром на рис. 3.16 позначені лобові частини секцій звичайної концентричної обмотки з використанням усіх кроків y_1, y_2, y_3, y_4 . Порівнюючи довжину лобових частин обох обмоток можна оцінити економію обмоткового проводу на лобових частинах.

3.3. Двошарові обмотки статора

3.3.1. Застосування двошарових обмоток

Двошарові обмотки статора використовуються для електричних машин потужністю більше 15 кВт.

Перевагою двошарових обмоток є істотне ослаблення вищих гармонік у кривій ЕРС через застосування укорочення кроку. Але двошарові обмотки вкладаються до пазів тільки вручну.

3.3.2. Двошарова обмотка з цілою кількістю пазів на полюс і фазу

Двошарова обмотка з цілою кількістю пазів на полюс і фазу розглядається на прикладі чотириполюсної ($2p = 4$) трифазної ($m_s = 3$) петльової обмотки з кількістю пазів $Q_s = 24$. Кількість пазів на полюс і фазу

$$q_s = \frac{Q_s}{2pm_s} = \frac{24}{4 \cdot 3} = 2. \text{ Полюсний крок } \tau_p = \frac{Q_s}{2p} = \frac{24}{4} = 6. \text{ Порядок побудови}$$

схеми-розгортки розглядається на прикладі фази AX (рис. 3.17).

Крок обмотки

$$y = \beta \cdot \tau_p, \quad (3.8)$$

де β – коефіцієнт відносного укорочення кроку, $\beta \approx 0,8$.

Для зазначеного прикладу $y = \beta \cdot \tau_p = 0,8 \cdot 6 = 4,8$. Крок y виражається-

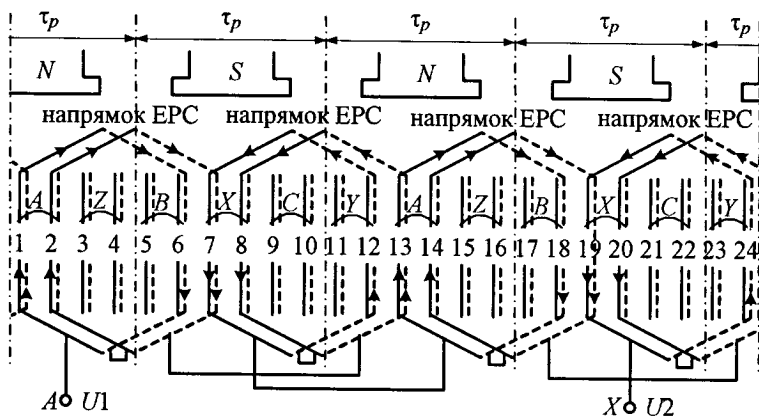


Рисунок 3.17 – Схема-розгортка фази AX двошарової обмотки з багатовитковими секціями

ся кількістю пазових кроків, тому він завжди заокруглюється до цілого числа. Таким чином, крок обмотки $y = 5$, укорочення кроку обмотки $\tau_p - y = 6 - 5 = 1$, тобто дорівнює одному пазу.

У кожному пазу знаходяться два провідники (див. рис. 3.2 б): верхній зображується суцільною лінією, а нижній – пунктирною. У кожній секції лівий провідник розташовується у верхньому шарі, правий провідник – у нижньому.

Розбивка на фазні зони виконується для провідників верхнього шару. Розбивка провідників нижнього шару проводиться автоматично згідно з кроком y . Фазні зони у верхньому та нижньому шарах зсунуті одна відносно одної на величину укорочення кроку (у прикладі – на один паз).

На першому полюсному кроці до фази A_X належать верхні провідники пазів 1 та 2. Згідно з кроком обмотки складаються секції першої секційної групи. Перша секція складається з верхнього провідника паза 1 та нижнього провідника паза 6. Друга секція складається з верхнього провідника паза 2 та нижнього провідника паза 7. Перша та друга секції з'єднуються послідовно та створюють першу секційну групу фази A_X .

На другому полюсному кроці до фази A_X належать верхні провідники пазів 7, 8. Друга секційна група виконується об'єднанням верхніх провідників пазів 7, 8 та нижніх провідників пазів 12, 13. Наступні побудови виконуються аналогічно попередньому.

У двошаровій обмотці кількість секційних груп у фазній обмотці дорівнює кількості полюсів $N_{sg} = 2p$ (в одношаровій $N_{sg} = p$). Кількість паралельних віток у фазній обмотці залежить від способу з'єднання секційних груп. Якщо всі секційні групи з'єднано послідовно, то $a = 1$. Якщо всі секційні групи з'єднано паралельно, то $a = 2p$. Можливо змішане з'єднання. Наприклад: перша та друга, третя та четверта секційні групи парами з'єднані послідовно, а потім обидві пари з'єднуються паралельно. У цьому випадку $a = 2$.

Секційні групи необхідно з'єднувати між собою з урахуванням напрямку ЕРС у секціях (узгоджуємо напрямки ЕРС). Дужка зі стрілкою на кожному полюсному кроці показує напрямок ЕРС у секції. У прикладі всі секційні групи з'єднуються послідовно, тобто $a = 1$.

Фази B_Y і C_Z виконуються аналогічно.

3.3.3. Двошарова обмотка з дробовою кількістю пазів на полюс і фазу

Для двошарових обмоток із дробовою кількістю пазів на полюс і фазу величина q_s не дорівнює цілому числу. Наприклад, $q_s = 1\frac{1}{2}$. Обмотку з дробовим q_s використовують, наприклад, у багатополісних гідро-генераторах, синхронних дизель-генераторах, а також в окремих асинхронних двигунах середньої потужності. Обмотку з дробовим q_s використовують у тих електричних машинах, в яких за умовами розміщення обмотки неможливо виконати $q_s = 2$. З іншого боку, виконати обмотку з $q_s = 1$ вкрай небажано (через високу питому вагу вищих гармонік у кривій ЕРС). Також обмотка з дробовим q_s використовується з технологічних міркувань.

Дробове q_s можна надати як $q_s = b + \frac{c}{d}$, де b – ціле число, $\frac{c}{d}$ – правильний дріб, $q_s = \frac{bd + c}{d} = \frac{g}{d}$. Обмотка з дробовим q_s виконується симетричною тільки при певному співвідношенні параметрів: $\frac{Q_s}{3r}$ дорівнює цілому числу, де r – найбільший загальний дільник для Q_s та p .

При дробовому q_s для полегшення побудови схеми обмотки рекомендується скласти таблицю розподілу секцій і груп по пазах (табл. 3.2).

Таблиця 3.2 – Розподіл по пазах верхніх сторін секцій двошарової обмотки з дробовою кількістю пазів на полюс і фазу

Номери полюсних кроків	Фаза AX		Фаза BY			Фаза CZ		
	1	2	3	4	5	6	7	8
1								
2	6		7		8		9	
3	10		11		12		13	14
4		15		16		17		18
5	19		20		21		22	23
6		24		25		26		27

Така таблиця складається з $2p$ рядків і m_s великих стовпчиків, кожен з яких складається з g маленьких стовпчиків. До отриманих кліти-

нок вписують у послідовному порядку номери пазів із кроком d . Складена таблиця дає розподіл сторін секцій у верхньому шарі обмотки. Номери пазів у великих стовпчиках указують на сторони секцій верхнього шару, які належать до відповідної фази. Сторони секцій нижнього шару зсунуті на величину кроку обмотки y .

В табл. 3.2 та на рис. 3.18 наведено приклад розподілу секцій для обмотки статора з такими даними: кількість полюсів $2p = 6$; кількість фаз $m_s = 3$; кількість пазів $Q_s = 27$; кількість пазів на полюс і фази

$$q_s = \frac{Q_s}{2pm_s} = \frac{27}{6 \cdot 3} = 1 \frac{1}{2} = \frac{2+1}{2} = \frac{3}{2} = \frac{g}{d}; \quad \text{крок обмотки по пазах}$$

$$y = \frac{Q_s}{2p} = \frac{27}{6} = 4 \frac{1}{2} - \frac{1}{2} = 4. \quad \text{Крок обмотки може бути тільки цілим числом,}$$

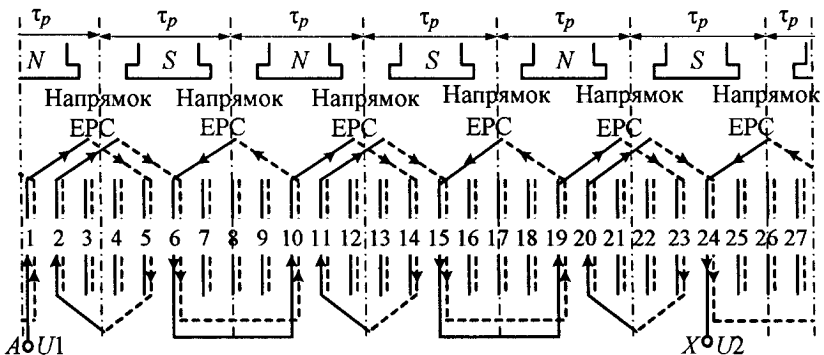
тому для $y = 4 \frac{1}{2}$ приймається крок, що дорівнює 4, та укорочення кроку,

що дорівнює $\frac{1}{2}$. Кількість секцій у секційних групах фазної обмотки на полюсних кроках чергується. Згідно з таблицею для фазної обмотки АХ

маємо 2-1-2-1-2-1. Таким чином, отримується середнє значення $q_s = 1 \frac{1}{2}$,

що відповідає розрахунку. Секційні групи з'єднуються у фазні обмотки з урахуванням узгодженості ЕРС. Схема-розгортка фази АХ наведена на рис. 3.18, де всі секційні групи з'єднано послідовно.

Фази ВУ і СЗ виконуються аналогічно.



3.4. ЕРС обмотки статора

3.4.1. ЕРС секції

Згідно з (1.2) ЕРС одного провідника

$$e = B_{\delta} \cdot l \cdot v, \quad (3.9)$$

де B_{δ} – магнітна індукція повітряного проміжку, l – довжина пазової частини провідника, v – швидкість пересування провідника відносно магнітного поля.

Якщо добуток $l \cdot v = \text{const}$, тоді ЕРС e пропорційна магнітній індукції B_{δ} . Закон змінення ЕРС у часі визначається розподілом магнітної індукції уздовж кола статора: $B_{\delta}(x) \rightarrow e(\omega t)$.

Розподіл магнітної індукції $B_{\delta}(x)$ в повітряному проміжку електричних машин зазвичай, на жаль, несинусоїдний, крім першої гармоніки вміщує вищі гармоніки магнітної індукції.

Розподіл магнітної індукції $B_{\delta}(x)$

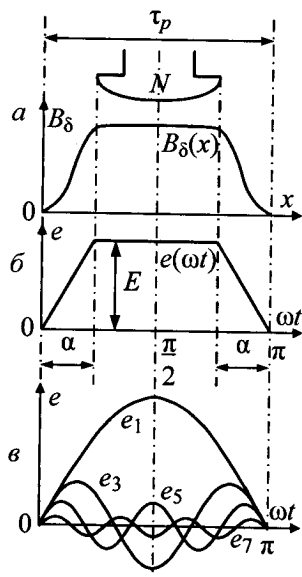


Рисунок 3.19 – Розподіл магнітної індукції $B_{\delta}(x)$ та ЕРС $e(\omega t)$

розглядається на прикладі явнополюсного синхронного генератора, в якому полюсний наконечник ротора створює нерівномірний повітряний проміжок. Розподіл магнітної індукції $B_{\delta}(x)$ у межах полюсного кроку має вигляд криволінійної трапеції (рис. 3.19, а). У межах другого полюсного кроку розподіл такий самий, але дзеркально відображений відносно осі абс-цис.

Для спрощення аналізу криволінійна трапеція розподілу магнітної індукції $B_{\delta}(x)$ замінюється прямолінійною трапецією. Таку саму форму буде мати й розподіл ЕРС у часі $e(\omega t)$ (рис. 3.19, б).

Розподіл у вигляді прямолінійної трапеції є стандартною функцією, її розкладення наводиться у довідниках. У розкладенні в ряд Фур'є будуть присутні тільки непарні гармоніки, тому що функція

симетрична відносно осі ординат.

Кожна гармоніка магнітної індукції індуктує гармоніку ЕРС. Усі гармоніки обертаються з однаковою частотою обертання, яка дорівнює частоті обертання ротора. Але оскільки період гармонік різний, то вони індукують у провідниках обмотки статора ЕРС різної частоти: перша гармоніка магнітної індукції $B_{\delta 1}$ індуктує першу гармоніку ЕРС e_1 із частотою f_1 , третя гармоніка магнітної індукції $B_{\delta 3}$ – третю гармоніку ЕРС e_3 із частотою $f_3 = 3f_1$, п'ята гармоніка магнітної індукції $B_{\delta 5}$ – ЕРС e_5 із частотою $f_5 = 5f_1$ і т. д.

Розкладення ЕРС в ряд Фур'є:

$$e(\omega t) = \frac{4}{\pi\alpha} \cdot E \cdot \left(\sin \alpha \cdot \sin \omega t + \frac{1}{9} \sin 3\alpha \cdot \sin 3\omega t + \frac{1}{25} \sin 5\alpha \cdot \sin 5\omega t + \dots + \frac{1}{v^2} \sin v\alpha \cdot \sin v\omega t \right), \quad (3.10)$$

де v – номер гармоніки.

Амплітуда v -ої гармоніки $E_{mv} \sim \frac{1}{v^2} \sin v\alpha$. Із зростанням номеру гармоніки амплітуда вищої гармоніки швидко зменшується. Тому враховуються гармоніки з номерами не більше 7 (виняток становлять так звані зубцеві гармоніки) (рис. 3.19, в).

Якщо у розподілі магнітної індукції $B_{\delta}(x)$, крім першої гармоніки, присутня п'ята (рис. 3.20, а), при діаметральному кроці обмотки, $y = \tau_p$, лівий провідник знаходиться під додатними максимумами магнітних індукцій $B_{\delta 1}$ і $B_{\delta 5}$, а правий провідник – під від'ємними максимумами магнітних індукцій $B_{\delta 1}$ і $B_{\delta 5}$. При обході контуру секції ЕРС провідників подвоюються (рис. 3.20, б).

При укороченні кроку на $\frac{1}{5}\tau_p$ правий провідник опиняється під додатним максимумом $B_{\delta 5}$. Отже, п'ята гармоніка ЕРС під час обходу контуру секції буде взаємно компенсуватися (рис. 3.20, в).

Перша гармоніка ЕРС лівого та правого провідників будуть зсунуті за фазою на кут, який визначається укороченням кроку.

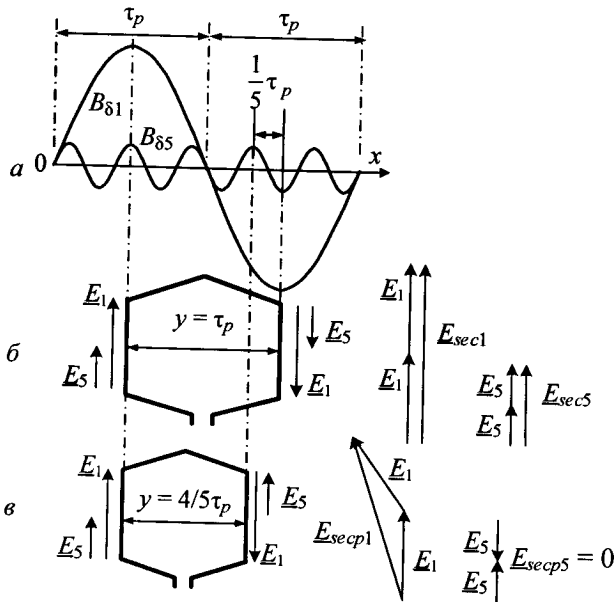


Рисунок 3.20 – Розподіл магнітної індукції та векторні діаграми ЕРС

При укороченні кроку обмотки на $\frac{1}{7}\tau_p$ повністю знищується сьома гармоніка ЕРС.

Укорочення кроку обмотки призводить до деякого зменшення першої гармоніки ЕРС. При діаметральному кроці обмотки, $y = \tau_p$, перша гармоніка ЕРС секції E_{sec1} буде дорівнювати арифметичній сумі ЕРС провідників (рис. 3.20, б). При укороченому кроці обмотки, $y < \tau_p$, перша гармоніка ЕРС секції E_{secp1} буде дорівнювати геометричній сумі ЕРС провідників (рис. 3.20 в).

Вплив укорочення кроку обмотки на величини гармонік ЕРС кількісно враховується за допомогою коефіцієнта укорочення кроку обмотки, який є відношенням геометричної суми векторів ЕРС до їх арифметичної суми:

$$K_{p1} = \frac{E_{secp1}}{E_{sec1}} = \frac{\text{геометрична сума}}{\text{арифметична сума}}. \quad (3.11)$$

На векторній діаграмі ЕРС секції з укороченим кроком (рис. 3.21) прийняті позначення: E_{r1} – перша гармоніка ЕРС правого провідника секції; E_{l1} – перша гармоніка ЕРС лівого провідника секції; ε – укорочення кроку, з урахуванням (3.8),

$$\varepsilon = \frac{\tau_p - y}{\tau_p} \cdot \pi = (1 - \beta) \cdot \pi. \quad (3.12)$$

Геометрична сума ЕРС E_{1secp} знаходиться з трикутника ABC :

$$E_{secp1} = 2E_1 \sin \angle ABD. \quad (3.13)$$

У свою чергу, з урахуванням (3.12),

$$\angle ABD = \frac{\pi - \varepsilon}{2} = \beta \cdot \frac{\pi}{2}. \quad (3.14)$$

ЕРС секції з діаметральним кроком

$$E_{sec1} = 2E_1. \quad (3.15)$$

Підставляючи (3.14) до (3.13), а (3.13) та (3.15) до (3.11), отримується коефіцієнт укорочення кроку обмотки:

$$K_{p1} = \frac{E_{secp1}}{E_{sec1}} = \frac{2E_1 \sin\left(\beta \cdot \frac{\pi}{2}\right)}{2E_1}. \quad (3.16)$$

Остаточно коефіцієнт укорочення кроку обмотки для першої гармоніки

$$K_{p1} = \sin\left(\beta \cdot \frac{\pi}{2}\right). \quad (3.17)$$

Коефіцієнт укорочення кроку обмотки для вищих гармонік

$$K_{pv} = \sin\left(v \cdot \beta \cdot \frac{\pi}{2}\right). \quad (3.18)$$

На практиці для одночасного ослаблення п'ятої та сьомої гармонік ЕРС укорочення кроку роблять приблизно $\frac{1}{6} \tau_p$. Тоді коефіцієнт віднос-

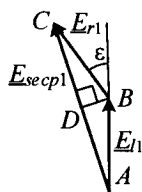


Рисунок 3.21 –
Векторна
діаграма ЕРС
секції з
укороченим
кроком

ного укорочення $\beta = 0,833$, коефіцієнти $K_{p1} = 0,966$, $K_{p5} = K_{p7} = 0,259$. ЕРС першої гармоніки зменшена на 3,4 %, а п'ята та сьома гармоніки ЕРС зменшені приблизно в 4 рази.

3.4.2. ЕРС секційної групи

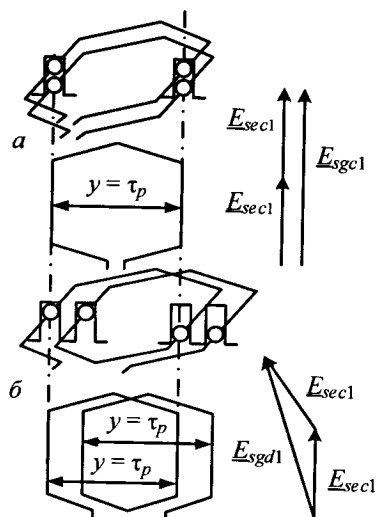


Рисунок 3.22 – Визначення ЕРС зосередженої та розподіленої секційних груп

них градуссах відповідно

$$\alpha_1 = \frac{p \cdot 2\pi}{Q_s} = \frac{p \cdot 360^\circ}{Q_s} \quad (3.19)$$

ЕРС секційної групи розподіленої обмотки E_{sgd1} є геометричною сумою ЕРС секцій, яка менша за арифметичну (рис. 3.22, б).

Кількісне урахування розподілу обмотки враховується за допомогою коефіцієнту розподілу.

Коефіцієнт розподілу для першої гармоніки

$$K_{d1} = \frac{E_{sgd1}}{E_{sgc1}} = \frac{\text{геометрична сума}}{\text{арифметична сума}} \quad (3.20)$$

Якщо обмотка виконується зосередженою, то всі секції розташовуються в двох пазах (рис. 3.22, а). Таке розташування фактично відповідає кількості пазів на полюс і фазу $q_s = 1$ та двом одновитковим секціям. ЕРС першої та другої секцій збігаються за фазою. ЕРС секційної групи зосередженої обмотки E_{sgc1} дорівнює арифметичній сумі ЕРС секцій.

Якщо обмотка виконується розподіленою, секції секційних груп розташовуються у сусідніх пазах. У розподіленій обмотці вектори ЕРС секцій, розташовані у сусідніх пазах, зсунуті за фазою на кут α .

Для першої гармоніки кут зсуву за фазою в радіанах та електрич-

Для секційної групи з трьох секцій ($q_s = 3$) із діаметральним кроком геометрична сума векторів ЕРС розподіленої обмотки утворює ламану $ABCD$, яка є частиною правильного багатокутника, вписаного до кола радіусом R (рис. 3.23). Центр цього кола знаходиться на перетині перпендикулярів, зведених із середин сторін багатокутника. Якщо з'єднати з точкою O точки A, B, C , отримуються трикутники AOB та AOD , з яких визначаються величини ЕРС.

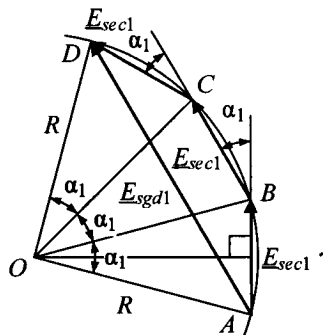


Рисунок 3.23 – Векторна діаграма ЕРС секційної групи розподіленої обмотки

ЕРС секційної групи зосередженої обмотки складається з q_s ЕРС секцій E_{sec1} , яка визначається з трикутника AOB :

$$E_{sgc1} = q_s \cdot E_{sec1} = q_s \cdot 2R \cdot \sin \frac{\alpha_1}{2}. \quad (3.21)$$

ЕРС секційної групи розподіленої обмотки визначається з трикутника AOD :

$$E_{sgd1} = 2R \sin \frac{q_s \cdot \alpha_1}{2}. \quad (3.22)$$

Підставляючи (3.21) та (3.22) до (3.20), отримується коефіцієнт розподілу обмотки для першої гармоніки:

$$K_{d1} = \frac{E_{sgd1}}{E_{sgc1}} = \frac{2R \sin \frac{q_s \cdot \alpha_1}{2}}{q_s \cdot 2R \cdot \sin \frac{\alpha_1}{2}}. \quad (3.23)$$

Остаточний коефіцієнт розподілу обмотки для першої гармоніки

$$K_{d1} = \frac{\sin \frac{q_s \cdot \alpha_1}{2}}{q_s \cdot \sin \frac{\alpha_1}{2}}. \quad (3.24)$$

Кількість полюсів для ν -ї гармоніки в ν разів більша, ніж у першої.

Тому фазовий зсув ν -х гармонік ЕРС сусідніх пазів буде в ν разів більший, ніж у першої гармоніки (3.19). Фазовий зсув ν -ї гармоніки ЕРС сусідніх пазів у радіанах або електричних градусах

$$\alpha_{\nu} = \frac{\nu \cdot p \cdot 2\pi}{Q_s} = \frac{\nu \cdot p \cdot 360^{\circ}}{Q_s} = \nu \cdot \alpha_1. \quad (3.25)$$

Коефіцієнт розподілу обмотки для вищих гармонік

$$K_{d\nu} = \frac{\sin \frac{\nu \cdot q_s \cdot \alpha_1}{2}}{q_s \cdot \sin \frac{\nu \cdot \alpha_1}{2}}. \quad (3.26)$$

Наприклад, у чотириполюсній ($2p = 4$) трифазній ($m_s = 3$) розподіленій ($q_s = 3$) обмотці кількість пазів $Q_s = 2p \cdot m_s \cdot q_s = 4 \cdot 3 \cdot 3 = 36$. Тоді фазовий зсув ЕРС секцій сусідніх пазів для першої гармоніки

$$\alpha_1 = \frac{p \cdot 360^{\circ}}{Q_s} = \frac{2 \cdot 360^{\circ}}{36} = 20 \text{ електричних градусів, для п'ятої гармоніки -}$$

$$\alpha_5 = \nu \cdot \alpha_1 = 5 \cdot 20^{\circ} = 100 \text{ електричних градусів, тобто в 5 разів більший.}$$

Коефіцієнти розподілу першої, п'ятої та сьомої гармонік відповідно

$$K_{d1} = \frac{\sin \frac{q_s \cdot \alpha_1}{2}}{q_s \cdot \sin \frac{\alpha_1}{2}} = \frac{\sin \frac{3 \cdot 20^{\circ}}{2}}{3 \cdot \sin \frac{20^{\circ}}{2}} = 0,96;$$

$$K_{d5} = \frac{\sin \frac{\nu \cdot q_s \cdot \alpha_1}{2}}{q_s \cdot \sin \frac{\nu \cdot \alpha_1}{2}} = \frac{\sin \frac{5 \cdot 3 \cdot 20^{\circ}}{2}}{3 \cdot \sin \frac{5 \cdot 20^{\circ}}{2}} = 0,218;$$

$$K_{d7} = \frac{\sin \frac{\nu \cdot q_s \cdot \alpha_1}{2}}{q_s \cdot \sin \frac{\nu \cdot \alpha_1}{2}} = \frac{\sin \frac{7 \cdot 3 \cdot 20^{\circ}}{2}}{7 \cdot \sin \frac{5 \cdot 20^{\circ}}{2}} = 0,177.$$

Розподіл обмотки призводить до незначного зменшення першої гармоніки ЕРС (на 4 %), але при цьому п'ята гармоніка зменшується в 4,6 раза, а сьома – у 5,6 раза.

3.4.3. Треті та кратні трьом гармоніки ЕРС

Якщо в простішій електричній машині розподіл ЕРС містить першу та третю гармоніки (рис. 3.24), ліві провідники секцій А, В, С знаходяться під додатним максимумом третьої гармоніки ЕРС e_3 , а праві X, Y, Z – під від'ємним максимумом e_3 для будь-якого моменту часу. Це означає, що треті гармоніки ЕРС у всіх трьох фазних обмотках збігаються за фазою у будь-який момент часу.

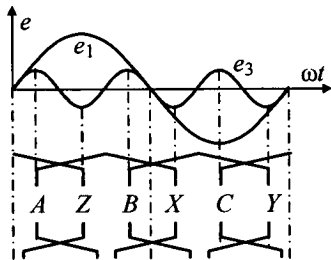


Рисунок 3.24 – Розподіл ЕРС та провідників по фазних зонах

Вплив фазних ЕРС на лінійну ЕРС залежить від схеми з'єднання фазних обмоток.

1. Фазні обмотки з'єднані за схемою Y (рис. 3.25).

Лінійні ЕРС складаються з перших і третіх гармонік фазних ЕРС:

$$\underline{E}_{AB} = \underline{E}_{A1} + \underline{E}_{A3} - \underline{E}_{B1} - \underline{E}_{B3};$$

$$\underline{E}_{BC} = \underline{E}_{B1} + \underline{E}_{B3} - \underline{E}_{C1} - \underline{E}_{C3};$$

$$\underline{E}_{CA} = \underline{E}_{C1} + \underline{E}_{C3} - \underline{E}_{A1} - \underline{E}_{A3}.$$

ЕРС \underline{E}_{A3} та \underline{E}_{B3} , \underline{E}_{B3} та \underline{E}_{C3} , \underline{E}_{C3} та \underline{E}_{A3} збігаються за фазою та при відніманні взаємно знищуються.

В результаті на лінійні ЕРС треті гармоніки фазних ЕРС не впливають: $\underline{E}_{AB} = \underline{E}_{A1} - \underline{E}_{B1}$;

$$\underline{E}_{BC} = \underline{E}_{B1} - \underline{E}_{C1}; \underline{E}_{CA} = \underline{E}_{C1} - \underline{E}_{A1}.$$

Такі самі розрахунки можна провести для гармонік, які кратні трьом (дев'ять, п'ятнадцять, двадцять перша, двадцять сьома і т. д.).

У складі фазних ЕРС усіх фазних обмоток треті та кратні трьом гармоніки присутні, але у складі лінійних ЕРС треті та кратні трьом гармоніки ЕРС відсутні.

2. Обмотка з'єднана за схемою Δ (рис. 3.26).

Треті гармоніки ЕРС збуджують у замкненому контурі фазних обмоток третю гармоніку

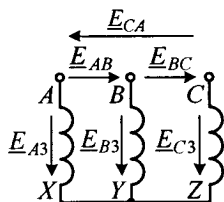


Рисунок 3.25 – Треті гармоніки ЕРС при схемі з'єднання Y

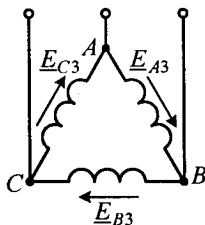


Рисунок 3.26 – Треті гармоніки ЕРС при схемі з'єднання Δ

струму. При цьому треті гармоніки ЕРС повністю врівноважуються спадом напруги на опорі обмотки. Через це, у складі лінійних ЕРС треті та кратні трьом гармоніки відсутні.

Таким чином, якщо кількість фаз $m_s = 3$, то жодних спеціальних заходів для ослаблення третіх та кратних трьом гармонік не використовують через їх відсутність.

3.4.4. ЕРС фазної обмотки

Для обертового руху швидкість пересування провідника

$$v = \frac{\pi d_s \cdot n_s}{60}, \quad (3.27)$$

де d_s – внутрішній діаметр статора; n_s – частота обертання магнітного поля, в електричних машинах вимірюється в об/хв.

Якщо довжину кола статора виразити через кількість полюсів $2p$ та полюсний крок τ_p , то швидкість пересування провідника

$$v = \frac{\pi d_s \cdot n_s}{60} = \frac{2p \cdot \tau_p \cdot n_s}{60} = \frac{p \cdot n_s}{60} \cdot 2\tau_p. \quad (3.28)$$

В двополюсній електричній машині один оберт магніту (магнітного

поля) індукуює один період ЕРС секції (рис. 3.27, а). При частоті обертання магнітного поля n_s , вираженій в обертах на хвилину (об/хв), кількість періодів ЕРС за секунду буде $\frac{n_s}{60}$. В чотириполюс-

ній електричній машині за один оберт магнітного поля у секції ін-

дукується два періоди ЕРС (рис. 3.27, б).

У загальному випадку, якщо кількість пар полюсів p , то частота першої гармоніки ЕРС (кількість періодів за секунду або герц (Гц))

$$f_1 = \frac{pn_s}{60}. \quad (3.29)$$

Швидкість пересування провідника відносно магнітного поля або магнітного поля відносно нерухомого провідника з урахуванням (3.28)

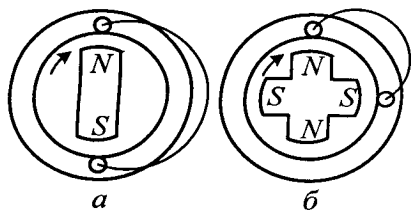


Рисунок 3.27 – Пояснення до визначення частоти ЕРС

індукується два періоди ЕРС (рис. 3.27, б).

та (3.29)

$$v = 2\tau_p \cdot f_1. \quad (3.30)$$

Амплітуда першої гармоніки ЕРС одного провідника, виражена через амплітуду першої гармоніки магнітної індукції у повітряному проміжку з урахуванням (3.9) та (3.30),

$$E_{m1} = B_{\delta m1} \cdot l \cdot v = B_{\delta m1} \cdot l \cdot 2\tau_p \cdot f_1. \quad (3.31)$$

Синусоїда першої гармоніки магнітної індукції замінюється прямокутним розподілом так, щоб площа прямокутника з висотою $B_{\delta av1}$ дорівнювала площі півхвилі синусоїди з амплітудою $B_{\delta m1}$ (рис. 3.28). Тоді амплітуда першої гармоніки магнітної індукції $B_{\delta m1}$ замінюється середнім значенням магнітної індукції по полюсному кроку $B_{\delta av1}$:

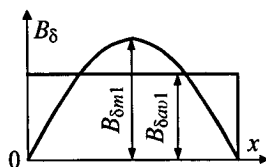


Рисунок 3.28 –
Максимальне та середнє
значення магнітної індукції

$$B_{\delta m1} = B_{\delta av1} \cdot \frac{\pi}{2}. \quad (3.32)$$

Тоді амплітуда першої гармоніки ЕРС

$$E_{m1} = B_{\delta av1} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot l \cdot 2\tau_p \cdot f_1. \quad (3.33)$$

Добуток $B_{\delta av1} \cdot l \cdot \tau_p$ є максимальним магнітним потоком, що існує в повітряному проміжку електричної машини на одному полюсному кроці τ_p і пазовій довжині l ,

$$\Phi_{\delta \max 1} = B_{\delta av1} \cdot l \cdot \tau_p. \quad (3.34)$$

Амплітуда першої гармоніки ЕРС одного провідника

$$E_{m1} = \pi \Phi_{\delta \max 1} \cdot f_1. \quad (3.35)$$

Діюче значення першої гармоніки ЕРС одного провідника

$$E_1 = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \cdot \Phi_{\delta \max 1} \cdot f_1. \quad (3.36)$$

Діюче значення першої гармоніки ЕРС секції з кількістю витків

N_{sec} та діаметральним кроком

$$\begin{aligned} E_{sec1} &= 2N_{sec} \cdot E_1 = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \cdot \Phi_{\delta_{max1}} \cdot f_1 \cdot N_{sec} = \\ &= \pi\sqrt{2} \cdot \Phi_{\delta_{max1}} \cdot f_1 \cdot N_{sec}. \end{aligned} \quad (3.37)$$

Діюче значення першої гармоніки ЕРС секції з укороченим кроком

$$E_{secp1} = E_{sec1} \cdot K_{p1} = \pi\sqrt{2} \cdot \Phi_{\delta_{max1}} \cdot f_1 \cdot N_{sec} \cdot K_{p1}. \quad (3.38)$$

Діюче значення першої гармоніки ЕРС секційної групи для q_s секцій, що входять до секційної групи,

$$E_{sg1} = E_{secp1} \cdot K_{d1} = \pi\sqrt{2} \cdot \Phi_{\delta_{max1}} \cdot f_1 \cdot N_{sec} \cdot q_s \cdot K_{p1} \cdot K_{d1}. \quad (3.39)$$

Обмотковий коефіцієнт першої гармоніки

$$K_{W1} = K_{p1} \cdot K_{d1}. \quad (3.40)$$

Для фазної двошарової обмотки з $2p$ секційних груп у фазі, q_s секцій в секційній групі, кількість витків фазної обмотки, з'єднаних послідовно,

$$N = 2p \cdot q_s \cdot N_{sec}. \quad (3.41)$$

У загальному випадку секційні групи можуть бути об'єднані різними способами (послідовно, паралельно, комбіновано).

Діюче значення першої гармоніки ЕРС фазної обмотки

$$\begin{aligned} E_{\phi 1} &= \pi\sqrt{2} \cdot 2p \cdot q_s \cdot N_{sec} \cdot \Phi_{\delta_{max1}} \cdot f_1 \cdot K_{W1} = \\ &= \pi\sqrt{2} \cdot \Phi_{\delta_{max1}} \cdot f_1 \cdot N \cdot K_{W1} \approx 4,44\Phi_{\delta_{max1}} \cdot f_1 \cdot N \cdot K_{W1}. \end{aligned} \quad (3.42)$$

Для отримання формули діючого значення вищих гармонік ЕРС фазної обмотки виконуються дії, аналогічні (3.31)–(3.42), але з урахуванням відмінності деяких величин.

Частота v -ї гармоніки

$$f_v = v \cdot f_1. \quad (3.43)$$

Полюсний крок v -ї гармоніки

$$\tau_{pv} = \frac{\tau_p}{v}. \quad (3.44)$$

Максимальний магнітний потік ν -ї гармоніки

$$\Phi_{\delta \max \nu} = B_{\delta av \nu} \cdot \tau_{p \nu} \cdot l. \quad (3.45)$$

Обмотковий коефіцієнт ν -ї гармоніки

$$K_{W \nu} = K_{p \nu} \cdot K_{d \nu}. \quad (3.46)$$

Діюче значення ν -ої гармоніки ЕРС фазної обмотки

$$E_{\phi \nu} = \pi \sqrt{2} \cdot \Phi_{\delta \max \nu} \cdot f_{\nu} \cdot N \cdot K_{W \nu}. \quad (3.47)$$

Діюче значення результуючої ЕРС фазної обмотки

$$E_{\phi} = \sqrt{E_{\phi 1}^2 + E_{\phi 3}^2 + E_{\phi 5}^2 + \dots + E_{\phi \nu}^2}. \quad (3.48)$$

3.4.5. Зубцеві гармоніки ЕРС

Для електричної трифазної ($m_s = 3$) двополюсної ($2p = 2$) машини з кількістю пазів на полюс і фази $q_s = 2$ значення коефіцієнтів розподілу ряду гармонік $K_{d \nu}$, визначених за (3.26), наведено в табл. 3.3.

Таблиця 3.3 – Коефіцієнти розподілу ряду гармонік

ν	1	3	5	7	9	11	13
$K_{d \nu}$	0,966	0,707	0,258	0,258	0,707	0,966	0,966
ν	15	17	19	21	23	25	29
$K_{d \nu}$	0,707	0,259	0,259	0,707	0,966	0,966	0,707

Деякі вищі гармоніки з достатньо високими номерами мають коефіцієнт розподілу, який дорівнює коефіцієнту розподілу першої гармоніки, $K_{d \nu} = K_{d 1} \approx 1$. Тобто ці вищі гармоніки не ослаблюються розподілом обмотки. Такі вищі гармоніки називаються зубцевими гармоніками ЕРС або гармоніками зубцевого порядку.

Номери цих гармонік виражаються параметрами обмотки:

$$\nu_z = 2m_s \cdot q_s \cdot k \pm 1, \text{ де } k = 1, 2, 3, \dots \quad (3.49)$$

Нехай $k = 1$, тоді $\nu_z = 2m_s \cdot q_s \cdot k \pm 1 = 2 \cdot 3 \cdot 2 \cdot 1 \pm 1 = 11; 13$.

Нехай $k = 2$, тоді $\nu_z = 2m_s \cdot q_s \cdot k \pm 1 = 2 \cdot 3 \cdot 2 \cdot 2 \pm 1 = 23; 25$.

З (3.1) $2m_s \cdot q_s = \frac{Q_s}{p}$, тоді номер зубцевої гармоніки можна виразити

через кількість пазів обмотки статора та кількість полюсів:

$$v_z = \frac{Q_s}{p} \cdot k \pm 1. \quad (3.50)$$

Найбільше значення мають гармоніки при $k=1$, тобто $v_z = \frac{Q_s}{p} \pm 1$.

Номер зубцевої гармоніки v_z практично дорівнює кількості пазів (зубців) на два полюсних кроки. Звідси й назва цих гармонік.

Кут зсуву ЕРС провідників двох сусідніх пазів для зубцевих гармонік з (3.19) та (3.25)

$$\alpha_z = v_z \cdot \alpha_1 = \left(k \cdot \frac{Q_s}{p} \pm 1 \right) \cdot \frac{p \cdot 360^\circ}{Q_s} = k \cdot 360^\circ \pm \alpha_1. \quad (3.51)$$

Кути α_z і α_1 відрізняються на цілу кількість періодів, а отже, дорівнюють один одному. Саме цим пояснюється збіг коефіцієнтів розподілу першої та зубцевих гармонік.

Для зменшення амплітуди зубцевих гармонік ЕРС використовується скіс пазів на один зубцевий крок. Зубцевий крок – це відстань між осями двох сусідніх зубців, виражена в лінійних одиницях,

$$\tau_z = \frac{\pi d}{Q_s}. \quad (3.52)$$

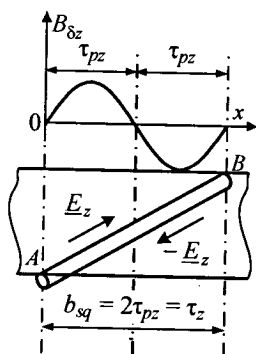


Рисунок 3.29 – ЕРС провідника, розташованого в пазу зі скісом

Якщо ширина скосу дорівнює двом полюсним крокам зубцевої гармоніки, $b_{sq} = 2\tau_{pz}$, то нижня половина провідника AB , розташованого в пазу зі скісом, знаходиться під додатною півхвилею розподілу магнітної індукції зубцевого порядку $B_{\delta z}$, а верхня – під від'ємною (рис. 3.29). При цьому в провіднику індуються ЕРС зубцевого порядку \underline{E}_z та $-\underline{E}_z$, спрямовані зустрічно. В результаті ці ЕРС взаємно компенсуються.

Використовуючи (3.44) для зубцевих гармонік і (3.50) при $k=1$, величина скосу пазів для зменшення амплітуди зубцевих гармонік

ЕРС

$$b_{sq} = 2\tau_{pz} = \frac{2\tau_p}{v_z} = \frac{2\tau_p}{\frac{Q_s}{p} + 1} = \frac{2\tau_p \cdot p}{Q_s + p} \approx \frac{\pi d}{Q_s} = \tau_z. \quad (3.53)$$

Формулою (3.53) можна користуватись при кількості пазів, значно більшій за кількість пар полюсів, $Q_s \gg p$.

Вплив скосу пазів на величину гармонік ЕРС враховується за допомогою коефіцієнта скосу.

Хвиля магнітної індукції $B_{\delta 1}$ набігає на початок та кінець провідника, розташованого в пазу зі скосом, у різні моменти часу (рис. 3.30).

Провідник, що розташований в пазу зі скосом, замінюється сукупністю елементарних провідників, які розташовані в пазах без скосу. В них індукується ЕРС ΔE . Така заміна реального провідника сукупністю елементарних провідників означає, що провідник розподілено на дузі b_{sq} .

Результуюча ЕРС провідника, розташованого в пазу зі скосом, отримується за допомогою векторної діаграми (рис. 3.31), яка аналогічна векторній діаграмі ЕРС секційної групи розподіленої обмотки. ЕРС ΔE на початку та кінці такого провідника зсуваються за фазою на кут $\gamma_{sq} = \frac{b_{sq}}{\tau_p} \cdot \pi$.

Коефіцієнт скосу визначається як відношення геометричної суми ЕРС ΔE до арифметичної, аналогічно коефіцієнту розподілу (3.20). Для нескінченно малих елементарних провідників, розташованих у пазах без скосу, арифметичною сумою ЕРС ΔE є дуга AB , а геометричною сумою – хорда AB . Використо-

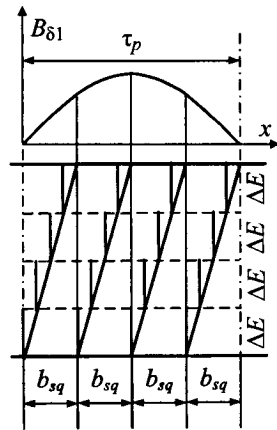


Рисунок 3.30 – Заміна провідника, розташованого в пазу зі скосом, на сукупність провідників, розташованих у пазах без скосу

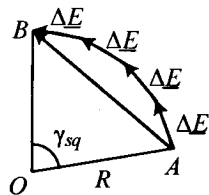


Рисунок 3.31 – Векторна діаграма ЕРС провідника, розташованого в пазу зі скосом

вуючи коефіцієнт розподілу (3.24) при $q_s = 1$, коефіцієнт скосу визначається відношенням хорди AB до дуги AB :

$$K_{sq1} = \frac{\text{геометрична сума}}{\text{арифметична сума}} = \frac{\text{хорда } AB}{\text{дуга } AB}; \quad (3.54)$$

$$K_{sq1} = \frac{2R \sin \frac{\gamma_{sq}}{2}}{R \cdot \gamma_{sq}} = \frac{\sin \frac{\gamma_{sq}}{2}}{\frac{\gamma_{sq}}{2}}. \quad (3.55)$$

Скіс пазів незначно впливає на величину першої гармоніки ЕРС, тому що коефіцієнт скосу $K_{sq1} = 0,995$ для $q_s = 2$.

Коефіцієнт скосу необхідно враховувати в формулі фазної ЕРС.

Тоді, остаточно, формула першої гармоніки фазної ЕРС набуває вигляду:

$$E_{\phi 1} = \pi \sqrt{2} \cdot \Phi_{\delta \max 1} \cdot f_1 \cdot N \cdot K_{w1} \cdot K_{sq1}. \quad (3.56)$$

3.4.6. Вимоги до обмоток статора машин змінного струму

Однією з найважливіших вимог до обмоток є синусоїдна форма розподілу лінійної ЕРС у часі. Для забезпечення цієї вимоги необхідно виконувати умови:

1) ЕРС усіх фазних обмоток повинні дорівнювати одна одній та мають бути зсунуті за фазою одна відносно одної на рівні кути (для трифазної обмотки ($m_s = 3$) зсув дорівнює $\pm \frac{2\pi}{3}$);

2) вищі гармоніки ЕРС мають бути зменшені.

Для зменшення вищих гармонік використовуються заходи:

➤ застосування укороченого кроку обмотки, $y < \tau_p$ (тільки для двошарових обмоток);

➤ застосування розподіленої обмотки, $q_s > 1$;

➤ застосування скосу пазів на один зубцевий крок, $b_{sq} = \tau_z$.

Невиконання умов спричиняє виникнення додаткових втрат потужності, які створюють додаткове нагрівання. Це призводить до зменшення корисної потужності електричної машини.

3.5. МРС обмотки статора

3.5.1. Умови аналізу МРС обмоток машин змінного струму

1. МРС обмотки статора змінюється у часі та певно розподілена у просторі (уздовж кола статора), тобто $F(t, x)$.

2. Якщо струм в обмотці є синусоїдною функцією часу, то МРС також буде синусоїдною функцією часу: якщо $i = I_m \sin \omega t$, то $F = F_m \sin \omega t$.

3. Приймається, що повітряний проміжок між ротором і статором уздовж кола статора є незмінним: $\delta = \text{const}$ (машина є симетричною у магнітному відношенні).

4. Вважається, що магнітна проникність феромагнітних ділянок магнітопроводу дуже велика, тобто $\mu_{\text{mag}} = \infty$. Отже, магнітним опором феромагнітних ділянок знехтують. Вважається, що вся МРС витрачається на подолання повітряного проміжку.

5. Магнітне поле ротора не впливає на магнітне поле статора. Струм в обмотці ротора дорівнює нулю.

3.5.2. МРС зосередженої обмотки

Магнітне поле зосередженої обмотки розглядається на прикладі фази A X одношарової обмотки з діаметральним кроком, $y = \tau_p$, що складається з однієї секції з кількістю витків N_{sec} . Магнітне поле обмотки статора будується у поперечному перерізі з використанням правила свердлика (рис. 3.32, а). МРС обмотки змінюється у просторі та часі, $F(t, x)$. Для спрощення аналізу час t фіксується у той момент, коли струм фази A X буде додатним та максимальним, $i_A = +I_m$. Тепер МРС є функцією тільки просторової координати, $F(x)$.

Статор умовно розрізається по лінії aa' та розгортається у лінію (рис. 3.32, б). З урахуванням умов аналізу розподіл МРС уздовж кола статора $F(x)$ має прямокутну форму (рис. 3.32, в). Згідно з умовами аналізу, весь магнітний опір зосереджено у повітряному проміжку. Магнітне коло контуру навкрузи провідника A або X складається з двох повітряних проміжків величиною δ та напруженістю H_δ .

Вважається, що кожна силова лінія є зчепленою з повною кількістю витків секції. Тоді сумою струмів, що охоплюються контуром, є добуток $I_m N_{\text{sec}}$.

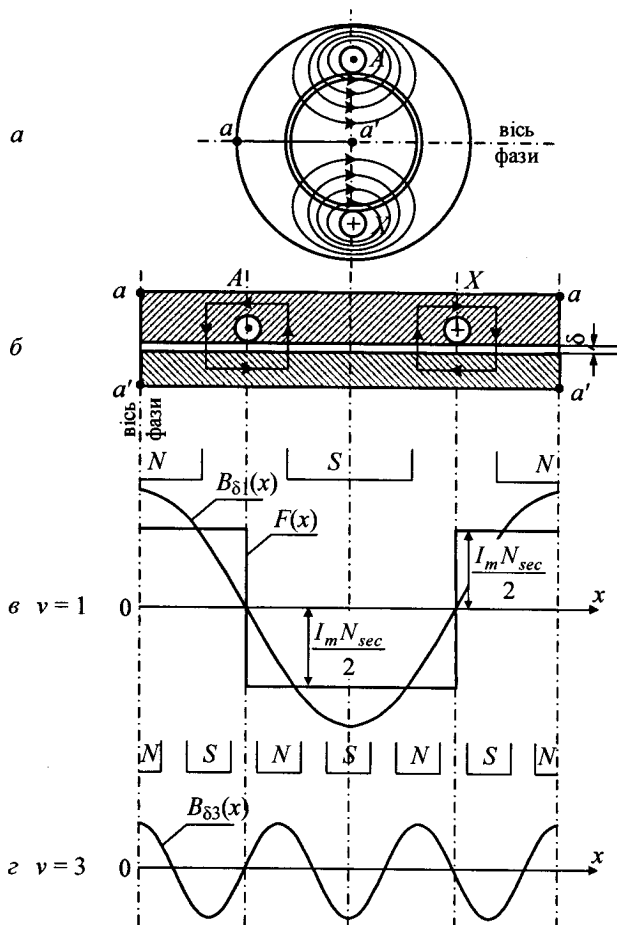


Рисунок 3.32 – Розподіл МРС та магнітної індукції у повітряному проміжку уздовж кола статора

За законом повного струму (2.27)

$$H_{\delta} \cdot 2\delta = I_m N_{sec}. \quad (3.57)$$

МРС зосередженої обмотки статора, яка витрачається на подолання одного повітряного проміжку,

$$F_{\delta} = \frac{I_m N_{sec}}{2}. \quad (3.58)$$

Таким чином, розподіл МРС у повітряному проміжку має прямокутну форму з амплітудою $\frac{I_m N_{sec}}{2}$ (див. рис. 3.32, в).

У кожній точці уздовж осі x модуль величини МРС F_δ однаковий. Надалі індекс δ буде опускатися.

Прямокутний розподіл МРС розкладається у ряд Фур'є:

$$F(x) = \frac{4}{\pi} \frac{I_m N_{sec}}{2} \cdot \left(\cos \frac{\pi x}{\tau_p} + \frac{1}{3} \cos 3 \frac{\pi x}{\tau_p} + \frac{1}{5} \cos 5 \frac{\pi x}{\tau_p} + \dots + \frac{1}{\nu} \cos \nu \frac{\pi x}{\tau_p} \right). \quad (3.59)$$

Множник $\frac{\pi}{\tau_p}$ в аргументі косинусоїдної функції перетворює просторову координату x на кутову координату.

Розкладення в ряд Фур'є є симетричним відносно осі ординат, тому у розкладенні присутні непарні гармоніки. Відлік координати x ведеться від осі фази, тому у розкладенні присутні косинусоїдні члени.

Перша гармоніка МРС відокремлюється з розкладення та виражається через діюче значення струму:

$$\begin{aligned} F_1 &= \frac{4}{\pi} \cdot \frac{I_m N_{sec}}{2} \cos \frac{\pi x}{\tau_p} = F_{m1} \cos \frac{\pi x}{\tau_p} = \\ &= \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot I_{N_{sec}} \cos \frac{\pi x}{\tau_p} \approx 0,9 I_{N_{sec}} \cos \frac{\pi x}{\tau_p}. \end{aligned} \quad (3.60)$$

За аналогією з першою гармонікою МРС (3.60) отримується формула вищих гармонік МРС:

$$F_\nu = F_{m\nu} \cos \left(\nu \frac{\pi x}{\tau_p} \right) = \frac{2\sqrt{2}}{\nu \pi} \cdot I \cdot N_{sec} \cdot \cos \left(\nu \frac{\pi x}{\tau_p} \right). \quad (3.61)$$

Перша та вищі гармоніки МРС є функціями просторової координати x . Тому гармоніки МРС називаються просторовими.

Струм у фазі Ax змінюється за синусоїдним законом, $i_A = I_m \sin \omega t$, тому всі просторові гармоніки МРС будуть змінюватися у часі за тим самим законом:

$$F_1 = F_{m1} \sin \omega t \cos \frac{\pi x}{\tau_p}; \quad (3.62)$$

$$F_v = F_{mv} \sin \omega t \cos \left(v \frac{\pi x}{\tau_p} \right), \quad (3.63)$$

де $\sin \omega t$ – задає зміни у часі; $\cos \frac{\pi x}{\tau_p}$ та $\cos \left(v \frac{\pi x}{\tau_p} \right)$ – задають зміни у просторі.

Перша гармоніка МРС F_1 створює першу гармоніку магнітного потоку $\Phi_{\delta 1}$, який здійснює корисне перетворення енергії в електричній машині. Перша гармоніка магнітної індукції $B_{\delta 1}$ відповідає першій гармоніці магнітного потоку $\Phi_{\delta 1}$.

Перша гармоніка магнітної індукції $B_{\delta 1}$ створює двополюсне магнітне поле (див. рис. 3.32, в), де крім півхвиль магнітної індукції $B_{\delta 1}$ показані явновиражені полюси N та S . Кількість полюсів магнітного поля визначається кількістю півхвиль розподілу магнітної індукції.

Періодичність магнітного поля, створеного вищими гармоніками МРС, або кількість полюсів визначається номером гармоніки:

$$2p_v = 2p \cdot v. \quad (3.64)$$

Наприклад: для третьої гармоніки, $v=3$, кількість полюсів $2p_3 = 2p \cdot v = 2 \cdot 3 = 6$ (див. рис. 3.32, з). Таким чином, якщо перша гармоніка МРС створює двополюсне магнітне поле, то третя гармоніка створює шестиполюсне магнітне поле.

Вищі гармоніки магнітного потоку, створеного вищими гармоніками МРС, не беруть участі в корисному перетворенні енергії. Вони створюють паразитні моменти, які погіршують робочі властивості електричної машини. Тому ослаблення вищих гармонік МРС також актуально, як і вищих гармонік ЕРС.

3.5.3. МРС одношарової розподіленої фазної обмотки

Розподіл МРС одношарової розподіленої фазної обмотки розглядається на прикладі фази A_X одношарової розподіленої ($q_s = 3$) обмотки з діаметральним кроком ($y = \tau_p$). Час фіксується у той момент, коли струм у фазі обмотки досягає максимального значення, $i_A = +I_m$.

Розподіл МРС одношарової розподіленої фазної обмотки є розподілом МРС секційних груп, що входять до складу фазної обмотки, які

повторюються стільки разів, скільки секційних груп у фазній обмотці (p секційних груп для одношарової обмотки).

Розподіл МРС секційної групи складається з розподілів МРС секцій (рис. 3.33). Кожна із секцій дає прямокутний розподіл МРС як окрема зосереджена обмотка. Ці прямокутні розподіли МРС секцій зсуваються у просторі на зубцевий крок τ_z (3.52) або на кут α_1 (3.19) та додаються один до одного. В результаті отримується східчаста фігура. Причому, чим більше величина q_s , тим ближче розподіл МРС наближається до синусоїди.

Для першої гармоніки прямокутного розподілу МРС окремих секцій можуть бути подані просторовими векторами \underline{E}_{sec1} , зсунутими на кут α_1 (рис. 3.34).

МРС секційної групи \underline{E}_{sg1} можна визначити геометрично (як ЕРС секційної групи). МРС \underline{E}_{sg1} є геометричною сумою векторів МРС \underline{E}_{sec1} , яка менша за арифметичну. Це враховується за допомогою коефіцієнта розподілу K_{d1} (3.24).

Амплітуда першої гармоніки МРС секції з (3.60)

$$F_{secm1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot IN_{sec} \approx 0,9 IN_{sec} \quad (3.65)$$

Амплітуда першої гармоніки МРС секційної групи

$$F_{sgm1} = q_s \cdot F_{secm1} \cdot K_{d1} \quad (3.66)$$

Підставляючи (3.65) до (3.66), отримується формула, що викорис-

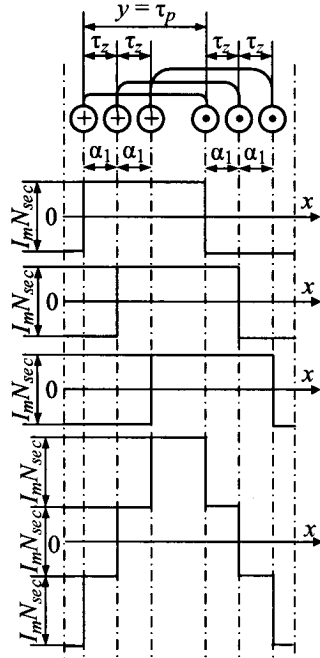


Рисунок 3.33 – Розподіл МРС секційної групи

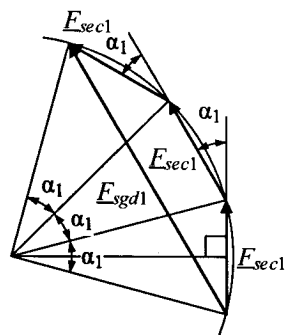


Рисунок 3.34 – Визначення МРС секційної групи

товується для визначення амплітуди першої гармоніки МРС одношарової розподіленої фазної обмотки з діаметральним кроком:

$$F_{\text{фум1}} = q_s \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot I \cdot N_{\text{sec}} \cdot K_{d1} \approx 0,9 \cdot q_s \cdot I \cdot N_{\text{sec}} \cdot K_{d1}. \quad (3.67)$$

Амплітуда вищої гармоніки МРС одношарової розподіленої фазної обмотки з діаметральним кроком

$$F_{\text{фумv}} = q_s \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\pi v} \cdot I \cdot N_{\text{sec}} K_{dv} \approx \frac{0,9}{v} \cdot q_s \cdot I \cdot N_{\text{sec}} \cdot K_{dv}. \quad (3.68)$$

3.5.4. МРС двошарової фазної обмотки з укороченим кроком

Двошарова обмотка найчастіше виконується з укороченням кроку, $y < \tau_p$. Фазні зони в нижньому та верхньому шарах обмотки зсунуті між

собою на величину укорочення кроку $\varepsilon = \tau_p - y$ або $\varepsilon = \frac{\tau_p - y}{\tau_p} \cdot \pi$.

Розподіл МРС двошарової обмотки з укороченим кроком розглядається на прикладі однієї фази двошарової розподіленої ($q_s = 3$) обмотки

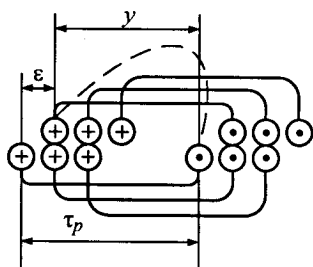


Рисунок 3.35 – Фрагмент обмотки з розподіленням на три пази та укороченням кроку на один пазовий крок

з укороченням кроку на один зубцевий крок ($\varepsilon = \tau_z$). Двошарова обмотка з укороченим кроком може розглядатися як сукупність двох одношарових обмоток із діаметральним кроком: одна з них складається з провідників верхнього шару, а друга – з провідників нижнього шару (рис. 3.35). На рисунку пунктирною лінією з'єднано провідники, які реально належать до однієї секції. Один провідник розташовується у верхньому шарі, другий – у нижньому. Ці одношарові обмотки є зсунутими у просторі на укорочення кроку ε .

Результуюча МРС може отримуватися геометричним додаванням МРС двох одношарових фазних обмоток з діаметральним кроком $F_{\text{фy}}$ з урахуванням їх просторового зсуву ε . Просторовий зсув враховується за допомогою коефіцієнта укорочення K_{p1} (3.17) для першої гармоніки або

K_{pv} (3.18) – для вищих.

Амплітуда першої гармоніки МРС двошарової фазної обмотки з укороченим кроком

$$F_{\varphi m1} = 2F_{\varphi ym1} \cdot K_{p1}. \quad (3.69)$$

При підстановці (3.67) до (3.69) з урахуванням (3.41) та (3.40) отримується формула, яка використовується для визначення амплітуди першої гармоніки МРС двошарової фазної обмотки з укороченим кроком

$$F_{\varphi m1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{I \cdot N}{p} \cdot K_{W1} \approx 0,9 \cdot \frac{I \cdot N}{p} \cdot K_{W1}. \quad (3.70)$$

Формула буде справедливою і для одношарової обмотки, у якій кількість секційних груп в 2 рази менша, але кількість витків у пазу в 2 рази більша.

Амплітуда вищих гармонік МРС фазної розподіленої обмотки з укороченим кроком отримується аналогічно (3.70):

$$F_{\varphi mv} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi v} \cdot \frac{I \cdot N}{p} \cdot K_{Wv}. \quad (3.71)$$

3.5.5. Пульсуюча та обертова хвилі МРС

Виникнення пульсуючої хвилі МРС розглядається на прикладі однофазної обмотки, яка складається з однієї секції AX. Струм цієї обмотки змінюється за синусоїдним законом, $i_A = I_m \sin \omega t$. У кожен момент часу струм i_A створює МРС F_A зі своїм просторовим розподілом. Наприклад, на рис. 3.36 наведено просторовий розподіл МРС для моментів часу t_1 ,

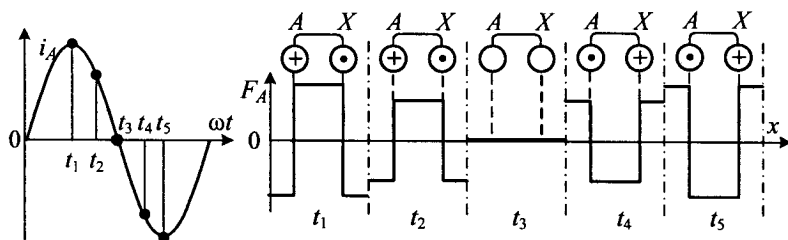


Рисунок 3.36 – Уявлення про пульсуючу хвилю МРС

t_2, t_3, t_4, t_5 .

МРС однофазної обмотки пульсує у часі з частотою змінного струму, що протікає по обмотці. З цією ж частотою пульсують усі гармоніки МРС, на які розкладається прямокутний розподіл МРС.

Рівняння пульсуючих хвиль першої та вищих гармонік МРС відповідно:

$$F_1 = F_{\varphi m1} \sin \omega t \cos \frac{\pi x}{\tau_p}, \quad (3.72)$$

$$F_v = F_{\varphi m v} \sin \omega t \cos \left(v \frac{\pi x}{\tau_p} \right). \quad (3.73)$$

При застосуванні розкладення типу $\sin \alpha \cdot \cos \beta$ до рівняння пульсуючої хвилі (3.72) отримується рівняння обертових хвиль першої гармоніки МРС:

$$F_1 = F_{\varphi m1} \cdot \frac{1}{2} \sin \left(\omega t - \frac{\pi x}{\tau_p} \right) + F_{\varphi m1} \cdot \frac{1}{2} \sin \left(\omega t + \frac{\pi x}{\tau_p} \right). \quad (3.74)$$

Пульсуюча хвиля МРС розкладається на дві обертові хвилі з однаковою амплітудою та частотою обертання, але із зустрічним напрямком обертання.

Перший доданок (3.74) називається прямо обертовою хвилею МРС

$$F_{p1} = F_{\varphi m1} \cdot \frac{1}{2} \sin \left(\omega t - \frac{\pi x}{\tau_p} \right). \quad (3.75)$$

Другий доданок (3.74) називається зворотно обертовою хвилею МРС

$$F_{n1} = F_{\varphi m1} \cdot \frac{1}{2} \sin \left(\omega t + \frac{\pi x}{\tau_p} \right). \quad (3.76)$$

Пульсуюча хвиля (пульсуючий вектор) графічно зображується за допомогою двох обертових векторів (рис. 3.37).

Сума двох обертових векторів пульсує уздовж вертикальної осі. Максимуми досягаються, коли напрямки векторів \underline{F}_{p1} та \underline{F}_{n1} збігаються.

Для визначення місця розташування максимуму МРС для прямо

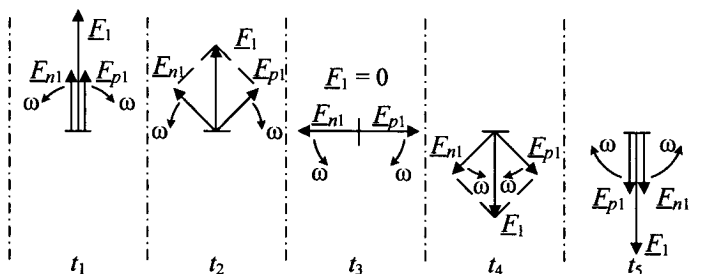


Рисунок 3.37 – Уявлення про обертову хвилю МРС

обертової хвилі у (3.75) аргумент функції \sin прирівнюється до $\frac{\pi}{2}$:

$$\omega t - \frac{\pi x}{\tau_p} = \frac{\pi}{2}. \quad (3.77)$$

Кутова частота ω дорівнює кутовій частоті обертання першої гармоніки Ω_1 , яка пов'язана з частотою першої гармоніки f_1 :

$$\omega = \Omega_1 = 2\pi f. \quad (3.78)$$

При перетворенні (3.77) відносно просторової координати x та врахуванні (3.78) отримується функція координати розташування максимуму МРС від часу:

$$x = \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \cdot \frac{\tau_p}{\pi} = \left(2\pi f_1 t - \frac{\pi}{2} \right) \cdot \frac{\tau_p}{\pi}. \quad (3.79)$$

Координата місця розташування максимуму МРС є лінійною функцією часу. Це значить, що максимум МРС пересувається уздовж координати x (уздовж кола статора) з постійною швидкістю v :

$$v = \frac{dx}{dt} = 2\tau_p \cdot f_1. \quad (3.80)$$

Отримано ту саму формулу, що й (3.30).

За час, що дорівнює одному періоду змінного струму, $t = T$, шлях, що проходить максимум першої гармоніки МРС,

$$x = v \cdot t = 2\tau_p \cdot T = 2\tau_p \cdot f_1 \cdot \frac{1}{f_1} = 2\tau_p. \quad (3.81)$$

Отже, за один період змінного струму максимум першої гармоніки МРС проходить подвійний полюсний крок $2\tau_p$. Наприклад, у двополосній машині ($2p = 2$) за один період змінного струму максимум МРС повертається на 360 електричних градусів, тобто за один період змінного струму максимум МРС робить один повний оберт. У чотириполосній машині ($2p = 4$) за один період змінного струму максимум МРС повертається на 360 електричних градусів або на 180 геометричних градусів, тобто за один період змінного струму максимум МРС робить половину повного оберту.

Частота обертання першої гармоніки МРС

$$n_1 = \frac{60v}{\pi d_s} = \frac{60 \cdot 2\tau_p \cdot f_1}{2p \cdot \tau_p} = \frac{60f_1}{p}. \quad (3.82)$$

Порівнюючи (3.29) та (3.82), можна зробити висновок, що частота обертання магнітного поля n_s є частотою обертання першої гармоніки МРС n_1 .

Кількість пар полюсів для вищих гармонік, зважаючи на (3.64),

$$p_v = p \cdot v. \quad (3.83)$$

Частота обертання вищих гармонік МРС

$$n_v = \frac{n_1}{v}. \quad (3.84)$$

Вищі гармоніки з порядком v мають в v разів більше пар полюсів та обертаються в v разів повільніше, ніж перша гармоніка МРС.

3.5.6. Обертова хвиля першої гармоніки МРС трифазної обмотки

Симетричне трифазне джерело змінного струму має фазний зсув струмів у часі $\frac{2\pi}{3}$. Тоді струми фазних обмоток AX , BY , CZ відповідно:

$$i_A = I_m \sin \omega t; \quad (3.85)$$

$$i_B = I_m \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right); \quad (3.86)$$

$$i_C = I_m \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right). \quad (3.87)$$

Осі фазних обмоток зсунуті у просторі на $\frac{2\pi}{3}$ (див. рис. 3.7). Тому у рівняннях пульсуючих хвиль МРС фазних обмоток за (3.72) необхідно враховувати часовий зсув струмів за фазою та просторовий зсув осей фазних обмоток.

Координата x відлічується від осі фазної обмотки Ax .

Рівняння перших гармонік трьох пульсуючих хвиль для фазних обмоток Ax , Bx , Cx відповідно:

$$F_{A1} = F_{\varphi m1} \sin \omega t \cos \frac{\pi x}{\tau_p}; \quad (3.88)$$

$$F_{B1} = F_{\varphi m1} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \cos \left(\frac{\pi x}{\tau_p} - \frac{2\pi}{3} \right); \quad (3.89)$$

$$F_{C1} = F_{\varphi m1} \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \cos \left(\frac{\pi x}{\tau_p} - \frac{4\pi}{3} \right). \quad (3.90)$$

Кожна пульсуюча хвиля розкладається на дві обертові – пряму та зворотну:

$$\begin{aligned} F_{A1} &= \frac{F_{\varphi m1}}{2} \sin \left(\omega t - \frac{\pi x}{\tau_p} \right) + \frac{F_{\varphi m1}}{2} \sin \left(\omega t + \frac{\pi x}{\tau_p} \right) = \\ &= F_{Ap1} + F_{Am1}; \end{aligned} \quad (3.91)$$

$$\begin{aligned} F_{B1} &= \frac{F_{\varphi m1}}{2} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi x}{\tau_p} + \frac{2\pi}{3} \right) + \\ &+ \frac{F_{\varphi m1}}{2} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \frac{\pi x}{\tau_p} - \frac{2\pi}{3} \right) = \\ &= F_{Bp1} + F_{Bn1}; \end{aligned} \quad (3.92)$$

$$\begin{aligned} F_{C1} &= \frac{F_{\varphi m1}}{2} \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \frac{\pi x}{\tau_p} + \frac{4\pi}{3} \right) + \\ &+ \frac{F_{\varphi m1}}{2} \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} + \frac{\pi x}{\tau_p} - \frac{4\pi}{3} \right) = \\ &= F_{Cp1} + F_{Cn1}. \end{aligned} \quad (3.93)$$

Для отримання МРС трифазної обмотки МРС фазних обмоток до-

даються одна до одної:

$$\begin{aligned}
 F_1 &= F_{A1} + F_{B1} + F_{C1} = \\
 &= F_{Ap1} + F_{An1} + F_{Bp1} + F_{Bn1} + F_{Cp1} + F_{Cn1} = \\
 &= \frac{3}{2} F_{\varphi m1} \sin\left(\omega t - \frac{\pi x}{\tau_p}\right) + \left[\frac{F_{\varphi m1}}{2} \sin\left(\omega t + \frac{\pi x}{\tau_p}\right) + \right. \\
 &\left. + \frac{F_{\varphi m1}}{2} \sin\left(\omega t + \frac{\pi x}{\tau_p} - \frac{4\pi}{3}\right) + \frac{F_{\varphi m1}}{2} \sin\left(\omega t + \frac{\pi x}{\tau_p} - \frac{8\pi}{3}\right) \right].
 \end{aligned} \tag{3.94}$$

Для всіх прямо обертових хвиль при приведенні подібних в аргументах функції \sin прямо обертових хвиль отримуються однакові аргументи, а саме, $\left(\omega t - \frac{\pi x}{\tau_p}\right)$, тобто прямо обертові хвилі дорівнюють одна одній (рис. 3.38, а),

$$F_{Ap1} = F_{Bp1} = F_{Cp1}. \tag{3.95}$$

Зворотно обертові хвилі F_{An1} , F_{Bn1} , F_{Cn1} мають відмінність в аргументах функції \sin на $\frac{4\pi}{3}$, тобто

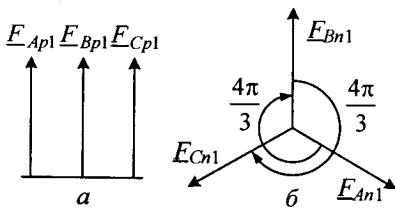


Рисунок 3.38 – Векторні діаграми прямо обертових (а) та зворотно обертових (б) хвиль МРС

створюють правильну трипроменевою зірку, сума променів якої у будь-який момент часу дорівнює нулю (рис. 3.38, б). Зворотно обертові хвилі першої гармоніки МРС у трифазній обмотці відсутні.

Отже, трифазна обмотка ($m_s = 3$) створює тільки прямо обертову хвилю першої гармоніки МРС.

Амплітуда першої гармоніки МРС отримується з урахуванням (3.94) та (3.70):

$$F_{\varphi m1} = \frac{3}{2} F_{\varphi m1} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{I \cdot N}{p} \cdot K_{w1} \approx 1,35 \frac{I \cdot N}{p} \cdot K_{w1}. \tag{3.96}$$

Амплітуда першої гармоніки МРС обмотки для довільної кількості

фаз

$$F_{\text{фм1}} = \frac{m_s \sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{I \cdot N}{p} \cdot K_{\text{W1}}. \quad (3.97)$$

У двофазних електричних машинах ($m_s = 2$) для створення такої самої амплітуди МРС, як і у випадку трифазної обмотки ($m_s = 3$), необхідно або збільшувати струм обмотки I , або збільшувати кількість витків фазної обмотки статора N .

Трифазна обмотка простішої електричної машини створює двополосне магнітне поле. У момент часу t_1 (рис. 3.39, а) при струмі в фазі AX $i_A = +I_m$, струми в фазах BY та CZ $i_B = i_C = -\frac{I_m}{2}$. Вісь магнітного потоку трифазної обмотки збігається з віссю фази AX . За $\frac{1}{3}$ періоду змінного струму, у момент часу t_2 (рис. 3.39, б), струми обмотки у фазах становитимуть: $i_B = +I_m$, $i_A = i_C = -\frac{I_m}{2}$. Вісь магнітного потоку повернеться на $\frac{1}{3}$ повного оберту або на $\frac{2\pi}{3}$. Отже, для отримання обертового магнітного поля за допомогою трифазної обмотки двополосної електричної машини ($2p = 2$) просторовий зсув осей повинен становити $\frac{2\pi}{3}$, часовий зсув

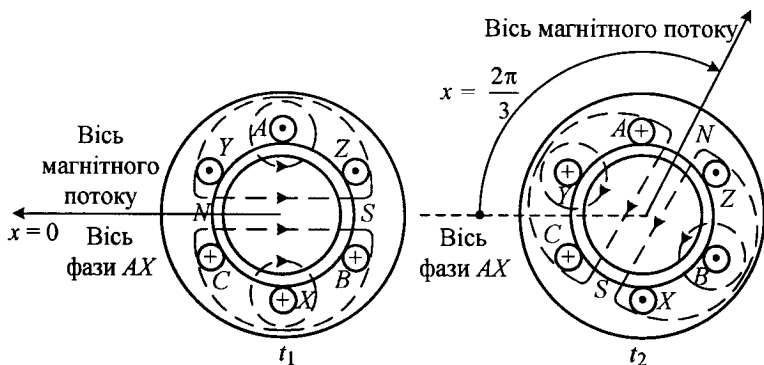


Рисунок 3.39 – Розподіл струмів та магнітного поля трифазної обмотки для двох моментів часу

струмів у фазних обмотках – також $\frac{2\pi}{3}$.

Обертова хвиля МРС подається обертовим вектором незмінної довжини. Максимум першої гармоніки МРС збігається з віссю тієї фази, у якій на даний момент часу є максимум струму. Максимум МРС повертається в бік осі тієї фази, у якій очікується найближчий максимум струму. Кінець вектора при обертанні описує коло. Тому така хвиля МРС називається коловою хвилею МРС, а магнітне поле, що нею створюється, коловим магнітним полем.

3.5.7. Обертові хвилі вищих гармонік МРС трифазної обмотки

Пульсуючі хвилі МРС створюються кожною з фазних обмоток. Крім першої гармоніки вони містять вищі гармоніки. Для вищих гармонік із номером ν амплітуди МРС

$$F_{Av} = F_{\varphi mv} \sin \omega t \cos \nu \frac{\pi x}{\tau_p}; \quad (3.98)$$

$$F_{Bv} = F_{\varphi mv} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \cos \nu \left(\frac{\pi x}{\tau_p} - \frac{2\pi}{3} \right); \quad (3.99)$$

$$F_{Cv} = F_{\varphi mv} \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \cos \nu \left(\frac{\pi x}{\tau_p} - \frac{4\pi}{3} \right). \quad (3.100)$$

Для третіх та непарних кратних трьом гармонік МРС фазних обмоток ($\nu=3, 9, 15, 21\dots$) просторовий розподіл для всіх трьох фаз буде однаковим. Наприклад, для гармоніки $\nu=3$ МРС фазних обмоток у просторі змінюватимуться за законом

$$\cos 3 \frac{\pi x}{\tau_p} = \cos 3 \left(\frac{\pi x}{\tau_p} - \frac{2\pi}{3} \right) = \cos 3 \left(\frac{\pi x}{\tau_p} - \frac{4\pi}{3} \right). \quad (3.101)$$

Часовий зсув струмів у фазах становитиме $\frac{2\pi}{3}$ та $\frac{4\pi}{3}$. Тому, з точки зору часового змінювання, треті гармоніки МРС фазних обмоток створюють правильну трипроменеву зірку, сума променів якої у будь-який момент часу дорівнює нулю. Тому у будь-який момент часу у будь-якій точці x уздовж кола статора сума третіх та непарних кратних трьом гармонік буде дорівнювати нулю. Надалі треті та непарні кратні трьом гар-

моніки не розглядаються.

Пульсуючі хвилі вищих гармонік МРС кожної фазної обмотки розкладаються на дві обертових хвилі – пряму та зворотну:

$$F_{Av} = \frac{F_{\varphi mv}}{2} \sin\left(\omega t - v \frac{\pi x}{\tau_p}\right) + \frac{F_{\varphi mv}}{2} \sin\left(\omega t + v \frac{\pi x}{\tau_p}\right); \quad (3.102)$$

$$F_{Bv} = \frac{F_{\varphi mv}}{2} \sin\left[\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - v \left(\frac{\pi x}{\tau_p} - \frac{2\pi}{3}\right)\right] + \frac{F_{\varphi mv}}{2} \sin\left[\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + v \left(\frac{\pi x}{\tau_p} - \frac{2\pi}{3}\right)\right]; \quad (3.103)$$

$$F_{Cv} = \frac{F_{\varphi mv}}{2} \sin\left[\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) - v \left(\frac{\pi x}{\tau_p} - \frac{4\pi}{3}\right)\right] + \frac{F_{\varphi mv}}{2} \sin\left[\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + v \left(\frac{\pi x}{\tau_p} - \frac{4\pi}{3}\right)\right]. \quad (3.104)$$

Після перегрупування членів у дужках:

$$F_{Av} = \frac{F_{\varphi mv}}{2} \sin\left(\omega t - v \frac{\pi x}{\tau_p}\right) + \frac{F_{\varphi mv}}{2} \sin\left(\omega t + v \frac{\pi x}{\tau_p}\right); \quad (3.105)$$

$$F_{Bv} = \frac{F_{\varphi mv}}{2} \sin\left(\omega t - v \frac{\pi x}{\tau_p} + (v-1) \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{F_{\varphi mv}}{2} \sin\left(\omega t + v \frac{\pi x}{\tau_p} - (v+1) \frac{2\pi}{3}\right); \quad (3.106)$$

$$F_{Cv} = \frac{F_{\varphi mv}}{2} \sin\left(\omega t - v \frac{\pi x}{\tau_p} + (v-1) \frac{4\pi}{3}\right) + \frac{F_{\varphi mv}}{2} \sin\left(\omega t + v \frac{\pi x}{\tau_p} - (v+1) \frac{4\pi}{3}\right). \quad (3.107)$$

Номери усіх гармонік, крім першої та непарних кратних трьом, надаються у вигляді

$$v = 6k \pm 1, \text{ де } k = 1, 2, 3... \quad (3.108)$$

При цьому розрізняють два випадки:

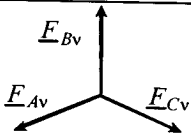
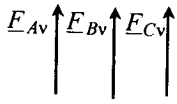
1) $v = 6k - 1$, де $k = 1, 2, 3, \dots$ – вищі гармоніки МРС фазних обмоток з номерами $v = 5, 11, 17, \dots$, які називаються прямо обертовими (табл. 3.4);

2) $v = 6k + 1$, де $k = 1, 2, 3, \dots$ – вищі гармоніки МРС фазних обмоток з номерами $v = 7, 13, 19, \dots$, які називаються зворотно обертовими (табл. 3.5).

МРС трифазної обмотки визначається додаванням МРС окремих фазних обмоток з урахуванням фазового зсуву. Фазовий зсув МРС фазних обмоток F_{Av} , F_{Bv} , F_{Cv} можна визначити, використовуючи аргументи функції $\sin u$ (3.105), (3.106), (3.107).

Таким чином можна надати весь спектр гармонік обертових хвиль МРС, які створюються трифазною обмоткою (табл. 3.6).

Таблиця 3.4 – Фазові зсуви прямо та зворотно обертових хвиль МРС фазних обмоток для номерів гармонік $v = 6k - 1$

Прямо обертові хвилі	Зворотно обертові хвилі
початкова фаза МРС $F_{Av} - 0^\circ$	початкова фаза МРС $F_{Av} - 0^\circ$
фазовий зсув МРС F_{Bv} від F_{Av} $(v-1)\frac{2\pi}{3} = 2k2\pi - \frac{4\pi}{3} = 240^\circ$	фазовий зсув МРС F_{Bv} від F_{Av} $(v+1)\frac{2\pi}{3} = 2k2\pi = 0^\circ$
фазовий зсув МРС F_{Cv} від F_{Av} $(v-1)\frac{4\pi}{3} = 2k \cdot 4\pi - \frac{8\pi}{3} = 120^\circ$	фазовий зсув МРС F_{Cv} від F_{Av} $(v+1)\frac{4\pi}{3} = 2k \cdot 4\pi = 0^\circ$
Прямо обертові вектори МРС фазних обмоток створюють правильну трипроменеву зірку, сума променів якої у будь-який момент часу дорівнює нулю	Зворотно обертові вектори МРС фазних обмоток за фазою збігаються, їх сума дорівнює $\frac{3}{2}F_{m\varphi v}$
	
Прямо обертові гармоніки з номерами $6k - 1$ відсутні	Зворотно обертові гармоніки з номерами $6k - 1$ існують

Таблиця 3.5 – Фазові зсуви прямо та зворотно обертових хвиль МРС фазних обмоток для номерів гармонік $\nu = 6k + 1$

Прямо обертові хвилі	Зворотно обертові хвилі
початкова фаза МРС $F_{Av} - 0^\circ$	початкова фаза МРС $F_{Av} - 0^\circ$
фазовий зсув МРС F_{Bv} від F_{Av} $(\nu-1)\frac{2\pi}{3} = 2k2\pi = 0^\circ$	фазовий зсув МРС F_{Bv} від F_{Av} $(\nu+1)\frac{2\pi}{3} = 2k2\pi + \frac{4\pi}{3} = 120^\circ$
фазовий зсув МРС F_{Cv} від F_{Av} $(\nu-1)\frac{4\pi}{3} = 2k4\pi = 0^\circ$	фазовий зсув МРС F_{Cv} від F_{Av} $(\nu+1)\frac{4\pi}{3} = 2k4\pi + \frac{8\pi}{3} = 240^\circ$
Прямо обертові вектори МРС фазних обмоток за фазою збігаються, їх сума дорівнює $\frac{3}{2}F_{m\phi\nu}$	Зворотно обертові вектори МРС фазних обмоток створюють правильну трипроменеву зірку, сума променів якої у будь-який момент часу дорівнює нулю
	
Прямо обертові гармоніки з номерами $6k + 1$ існують	Зворотно обертові гармоніки з номерами $6k + 1$ відсутні

Таблиця 3.6 – Спектр гармонік МРС трифазної обмотки

Номер	Напрямок обертання	Частота обертання	Номер	Напрямок обертання	Частота обертання
$\nu = 1$	прямо обертова	n_1	$\nu = 11$	зворотно обертова	$n_1/11$
$\nu = 3$	немає		$\nu = 13$	прямо обертова	$n_1/13$
$\nu = 5$	зворотно обертова	$n_1/5$	$\nu = 15$	немає	
$\nu = 7$	прямо обертова	$n_1/7$	$\nu = 17$	зворотно обертова	$n_1/17$
$\nu = 9$	немає		$\nu = 19$	прямо обертова	$n_1/19$

3.6. Магнітні поля, створені обмоткою статора машин змінного струму

3.6.1. Загальні положення

Магнітне поле, створене обмоткою статора, можна розбити на три просторові частини:

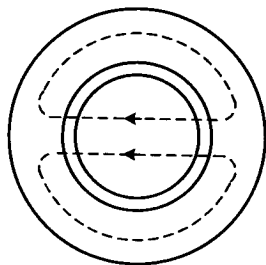


Рисунок 3.40 – Магнітне поле повітряного проміжку двополусної електричної машини

- 1) магнітне поле повітряного проміжку;
- 2) магнітне поле пазів статора;
- 3) магнітне поле лобових частин обмотки статора.

Магнітне поле повітряного проміжку (рис. 3.40)

Для магнітного поля повітряного проміжку характерно, що силові магнітні лінії перетинають повітряний проміжок і замикаються крізь осердя статора та ротора. Магнітне поле повітряного проміжку створюється першою та вищими просторовими гармоніками МРС.

Магнітне поле пазів статора (рис. 3.41)

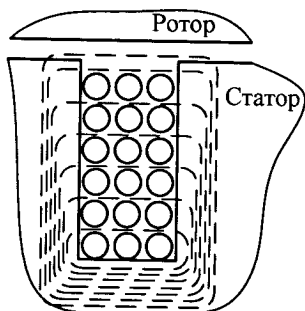


Рисунок 3.41 – Магнітне поле пазів статора

Магнітне поле пазів створюється провідниками зі струмом, розташованими в пазах. Силові лінії цього поля не перетинають повітряного проміжку, не заходять до ротора. Таке магнітне поле називається магнітним полем розсіювання.

Магнітне поле лобових частин обмотки статора (рис. 3.42)

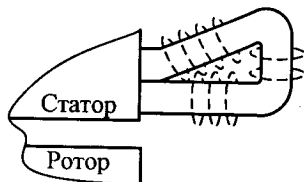


Рисунок 3.42 – Магнітне поле лобових частин обмотки статора

Силові лінії магнітного поля лобових частин не перетинають повітряного проміжку, не заходять до ротора. Отже, магнітне поле лобових частин є полем розсіювання.

Крім того, корисне перетворювання енергії в електричних машинах здійсню-

ється першими гармоніками електричних та магнітних величин. Вищі просторові гармоніки МРС створюють у повітряному проміжку паразитні магнітні потоки, що не беруть участі у корисному перетворюванні енергії. Тому магнітні поля, створені вищими гармоніками МРС трифазної обмотки, є полями диференційного розсіювання (назва впливає із того, що із загального поля віднімається корисне поле першої гармоніки).

Структуру, за якою розглядається магнітне поле обмотки статора, подано на рис. 3.43.

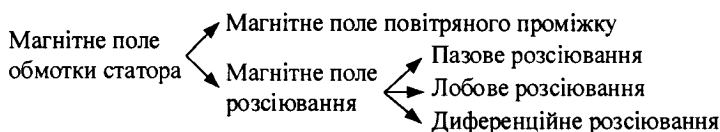


Рисунок 3.43 – Магнітне поле обмотки статора та його складові частини

3.6.2. Магнітне поле повітряного проміжку

Визначення магнітного поля повітряного проміжку означає отримання розрахункового виразу для першої гармоніки магнітної індукції та створюваного нею магнітного потоку.

З (3.57) та (3.58) напруженість магнітного поля в повітряному проміжку

$$H_{\delta} = \frac{1}{\delta} \cdot \frac{I \cdot N_{sec}}{2} = \frac{1}{\delta} \cdot F_{sec}. \quad (3.109)$$

Магнітна індукція в повітряному проміжку з урахуванням (3.109)

$$B_{\delta} = \mu_0 \cdot H_{\delta} = \frac{\mu_0}{\delta} \cdot F_{sec}. \quad (3.110)$$

Першій гармоніці магнітної індукції повітряного проміжку $B_{\delta 1}$ відповідає перша гармоніка МРС фазної обмотки $F_{\varphi m 1}$. Амплітуда першої гармоніки магнітної індукції від першої гармоніки МРС для m_s -фазної обмотки визначається при підстановці (3.97) до (3.110):

$$B_{\delta m 1} = \frac{\mu_0}{\delta} \cdot F_{\varphi m 1} = \frac{\mu_0}{\delta} \cdot \frac{m_s \sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{I \cdot N}{p} \cdot K_{W 1}. \quad (3.111)$$

Вираз (3.111) є справедливим для гладкого повітряного проміжку,

коли відсутні пази та зубці на статорі та роторі. Крім того, формула (3.97) була отримана для феромагнітних ділянок магнітопроводу з дуже великою магнітною проникністю ($\mu_{mag} = \infty$), тобто ненасиченого магнітного кола.

Наявність пазів і зубців робить повітряний проміжок нерівномірним у радіальному напрямку. Це призводить до збільшення магнітного опору повітряного проміжку та появи модуляції розподілу магнітної індукції відповідно до кількості пазів та зубців на полюсному кроці.

Перша гармоніка магнітної індукції зменшується, що враховується за допомогою коефіцієнта повітряного проміжку (коефіцієнта Картера):

$$K_C = \frac{B_{\delta \max}}{B_{\delta m1}}, \quad (3.112)$$

де $B_{\delta \max}$ – максимальне значення реального розподілу магнітної індукції (рис. 3.44, а), $B_{\delta m1}$ – амплітуда першої гармоніки реального розподілу магнітної індукції (рис. 3.44, а).

Для точного визначення коефіцієнта K_C необхідно розв'язувати польову задачу. На практиці коефіцієнт K_C розраховують за допомогою емпіричних формул залежно від форми паза. В сучасних електричних машинах коефіцієнт $K_C = 1,05\text{--}1,45$. Наприклад, для прямокутних пазів шириною b_l (рис. 3.44, а) коефіцієнт Картера

$$K_C = \frac{10\delta + \tau_z}{10\delta + b_l}. \quad (3.113)$$

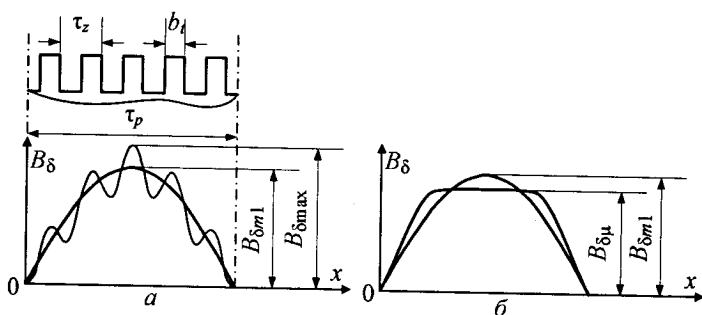


Рисунок 3.44 – Розподіл магнітної індукції з урахуванням зубців (а) та насичення (б)

При двобічній зубчастості повітряного проміжку (як буває у більшості випадків) коефіцієнт Картера визначається окремо для статора та ротора K_{Cs} та K_{Cr} відповідно.

Результуючий коефіцієнт Картера

$$K_C = K_{Cs} \cdot K_{Cr}. \quad (3.114)$$

Амплітуда першої гармоніки магнітної індукції (3.111) з урахуванням зубчастості статора та ротора

$$B_{\delta m1} = \frac{\mu_0}{\delta \cdot K_C} \cdot \frac{m_s \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{I \cdot N}{p} \cdot K_{W1}. \quad (3.115)$$

В реальних умовах магнітна проникність сталі кінцева. Магнітний опір ділянок магнітного кола магнітопроводу електричної машини не дорівнює нулю, тобто система більш-менш насичена.

Насичення є більшим у ділянці найбільших значень магнітної індукції (приблизно на ділянці посередині полюсного кроку). Насичення цих ділянок призводить до сплюснення розподілу магнітної індукції у межах полюсної поділки (див. рис. 3.44, б).

Перша гармоніка магнітної індукції, виділена зі сплюсненої кривої, буде менша, ніж перша гармоніка магнітної індукції при відсутності насичення, що враховується за допомогою коефіцієнта насичення k_μ .

Коефіцієнт насичення визначається під час магнітного розрахунку. В сучасних електричних машинах коефіцієнт $k_\mu = 1,2-1,7$.

Амплітуда першої гармоніки магнітної індукції (3.115) з урахуванням насичення

$$B_{\delta m1} = \frac{\mu_0}{\delta \cdot K_C \cdot k_\mu} \cdot \frac{m_s \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{I \cdot N}{p} \cdot K_{W1}. \quad (3.116)$$

Вираз максимального магнітного потоку, що створюється першою гармонікою магнітної індукції в повітряному проміжку, отримується підстановкою (3.116) до (3.34) з урахуванням (3.32)

$$\Phi_{\delta \max 1} = \frac{\mu_0 \cdot \tau_p \cdot I}{\delta \cdot K_C \cdot k_\mu} \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\pi^2} \cdot m_s \cdot \frac{I \cdot N}{p} \cdot K_{W1}. \quad (3.117)$$

3.6.3. Головні індуктивні опори машин змінного струму

Кожній гармоніці МРС відповідає своя гармоніка магнітної індукції

ції. Кожній гармонії магнітної індукції відповідає свій магнітний потік. Кожній гармонії магнітного потоку відповідає свій індуктивний опір обмотки. Індуктивні опори, що відповідають першим гармонікам, мають назву *головних індуктивних опорів*. Величина головного індуктивного опору визначає індуктивний опір електричної машини в цілому як елемента електричного кола.

Для обертових електричних машин характерно, що кількість фаз обмотки статора може не дорівнювати кількості фаз обмотки ротора ($m_s \neq m_r$), частота ЕРС і струму в обмотках статора та ротора можуть бути різними ($f_s \neq f_r$). Тому при визначенні головних індуктивних опорів потрібно розрізняти величини, що стосуються обмотки статора (індекс s) або обмотки ротора (індекс r). Головні індуктивні опори зумовлюється тільки першими гармоніками величин. У позначках величин індекс 1, що позначає номер гармоніки, надалі відсутній.

Головний індуктивний опір самоіндукції фазної обмотки статора

$$X_{s \text{ main}} = \frac{E_s}{I_s}. \quad (3.118)$$

При підстановці (3.42) та (3.117) до (3.118) отримується розрахунковий вираз для значення головного індуктивного опору самоіндукції обмотки статора:

$$X_{s \text{ main}} = \frac{4m_s \cdot f_s}{\pi} \cdot \frac{\mu_0 \cdot \tau \cdot p \cdot l}{\delta \cdot K_C \cdot k_\mu} \cdot \frac{N_s^2 \cdot K_{ws}^2}{p}. \quad (3.119)$$

За аналогією з (3.119) отримується вираз для головного індуктивного опору самоіндукції обмотки ротора:

$$X_{r \text{ main}} = \frac{4m_r \cdot f_r}{\pi} \cdot \frac{\mu_0 \cdot \tau \cdot p \cdot l}{\delta \cdot K_C \cdot k_\mu} \cdot \frac{N_r^2 \cdot K_{wr}^2}{p}. \quad (3.120)$$

Головний індуктивний опір взаємоіндукції у напрямку статор – ротор

$$X_{sr \text{ main}} = \frac{E_{sr}}{I_s}, \quad (3.121)$$

де E_{sr} – ЕРС, наведена в одній фазній обмотці ротора магнітним полем, що створено усіма фазними обмотками статора.

Аналогічно (3.119) отримується головний індуктивний опір взаємоіндукції у напрямку статор – ротор

$$X_{sr\ main} = \frac{4m_s \cdot f_s}{\pi} \cdot \frac{\mu_0 \cdot \tau_p \cdot l}{\delta \cdot K_C \cdot k_\mu} \cdot \frac{N_s \cdot N_r \cdot K_{Ws} \cdot K_{Wr}}{p} \quad (3.122)$$

Аналогічно (3.122) отримується головний індуктивний опір взаємоіндукції у напрямку ротор – статор

$$X_{rs\ main} = \frac{4m_r \cdot f_r}{\pi} \cdot \frac{\mu_0 \cdot \tau_p \cdot l}{\delta \cdot K_C \cdot k_\mu} \cdot \frac{N_s \cdot N_r \cdot K_{Ws} \cdot K_{Wr}}{p} \quad (3.123)$$

В обертових електричних машин у загальному випадку $m_s \neq m_r$, та $f_s \neq f_r$, тому, на відміну від звичайних магнітних кіл, головні індуктивні опори взаємоіндукції не дорівнюють один одному ($X_{sr\ main} \neq X_{rs\ main}$).

3.6.4. Індуктивні опори розсіювання обмоток машин змінного струму

Кожен вид розсіювання в електричній машині має свій індуктивний опір розсіювання: індуктивний опір пазового розсіювання, індуктивний опір лобового розсіювання, індуктивний опір диференційного розсіювання. Також окремо виділяється індуктивний опір розсіювання скосу пазів.

Індуктивний опір пазового розсіювання:

а) одношарова обмотка статора з діаметральним кроком.

При припущенні, що магнітне коло магнітопроводу електричної машини ненасичене ($\mu_{mag} = \infty$), вся МРС, створена струмами, які протікають у провідниках паза, витрачається на подолання повітряного проміжку, довжина якого дорівнює ширині паза b_s . Лінії магнітного поля розсіювання паралельні дну паза (рис. 3.45). Ділянка, де визначається індуктивний опір, поділяється на дві частини: частину, де розташовані провідники, та частину над провідниками.

Аналіз проводиться у табл. 3.7, де індексами 1 і 2 позначаються величини, що відносяться до різних частин паза.

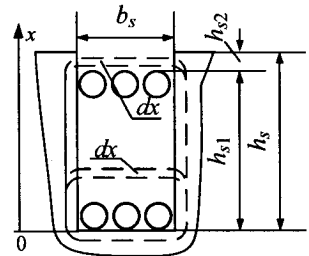


Рисунок 3.45 – Елементарні розміри паза

Таблиця 3.7 – Визначення індуктивного опору пазового розсіяння

Частина паза з провідниками	Частина паза над провідниками
Інтервал змінювання координати x	
$0 \leq x \leq h_{s1}$	$h_{s1} \leq x \leq h_{s1} + h_{s2}$
Закон повного струму	
$H_{x1} \cdot b_s = \frac{x}{h_{s1}} \cdot I_s \cdot N_{sec}$	$H_{x2} \cdot b_s = I_s \cdot N_{sec}$
Напруженість магнітного поля	
$H_{x1} = \frac{1}{b_s} \cdot \frac{x}{h_{s1}} \cdot I_s \cdot N_{sec}$	$H_{x2} = \frac{1}{b_s} \cdot I_s \cdot N_{sec}$
Магнітна індукція	
$B_{x1} = \frac{\mu_0}{b_s} \cdot \frac{x}{h_{s1}} \cdot I_s \cdot N_{sec}$	$B_{x2} = \frac{\mu_0}{b_s} \cdot I_s \cdot N_{sec}$
Магнітний потік елементарної трубки шириною dx при довжині паза l	
$d\Phi_{x1} = B_{x1} \cdot dx \cdot l$	$d\Phi_{x2} = B_{x2} \cdot dx \cdot l$
Потокозчеплення елементарної трубки	
$d\Psi_{x1} = d\Phi_{x1} \cdot \frac{x}{h_{s1}} \cdot N_{sec}$	$d\Psi_{x2} = d\Phi_{x2} \cdot N_{sec}$

Потокозчеплення одного паза визначається як сума інтегралів $d\Psi_{x1}$ та $d\Psi_{x2}$ у межах змінювання координати x :

$$\begin{aligned}
 \Psi_g &= \int_0^{h_{s1}} d\Psi_{x1} + \int_{h_{s1}}^{h_{s1}+h_{s2}} d\Psi_{x2} = \\
 &= \int_0^{h_{s1}} \frac{\mu_0}{b_s} \cdot \frac{x}{h_{s1}} \cdot I_s \cdot N_{sec} dx \cdot \frac{l \cdot x}{h_{s1}} \cdot N_{sec} + \\
 &\quad + \int_{h_{s1}}^{h_{s1}+h_{s2}} \frac{\mu_0}{b_s} \cdot I_s \cdot N_{sec} dx \cdot l \cdot N_{sec} = \\
 &= \mu_0 \cdot N_{sec}^2 \cdot I_s \cdot l \cdot \left(\frac{h_{s1}}{3b_s} + \frac{h_{s2}}{b_s} \right) = \mu_0 \cdot N_{sec}^2 \cdot I_s \cdot l \cdot \lambda_g,
 \end{aligned} \tag{3.124}$$

де λ_g – розрахункова питома магнітна провідність (на одиницю довжи-

ни осердя), $\lambda_g = \frac{h_{s1}}{3b_s} + \frac{h_{s2}}{b_s}$.

Індуктивність розсіяння одного паза з урахуванням (3.124)

$$L_{\sigma g} = \frac{\Psi_g}{I_s} = \mu_0 \cdot N_{sec}^2 \cdot l \cdot \lambda_g. \quad (3.125)$$

Індуктивний опір розсіяння одного паза

$$X_{\sigma g} = 2\pi f_s \cdot L_{\sigma g}. \quad (3.126)$$

Індуктивний опір пазового розсіяння одного паза одношарової фазної обмотки з діаметральним кроком отримується при підстановці (3.125) до (3.126) з урахуванням (3.41):

$$X_{\sigma g} = 4\pi \cdot f_s \cdot \frac{N_s^2}{p \cdot q} \cdot l \cdot \lambda_g \cdot \mu_0; \quad (3.127)$$

б) двошарова обмотка статора з укороченим кроком.

Фазні зони двошарової обмотки з укороченим кроком у верхньому та нижньому шарах зсунуті на величину укорочення кроку. У межах цієї ділянки струми у верхньому та нижньому шарах у певні моменти часу спрямовані зустрічно, що призводить до зменшення магнітного поля розсіяння пазів, а також до зменшення індуктивного опору пазового розсіяння двошарової фазної обмотки з укороченим кроком, що враховується за допомогою емпіричних формул при визначенні індуктивного опору пазового розсіяння.

Індуктивний опір лобового розсіяння

Індуктивні опори лобового розсіяння розраховуються за допомогою емпіричних формул із використанням розрахункової питомої магнітної провідності λ_{fh} .

Індуктивний опір диференційного розсіяння

Диференційне розсіяння є найскладнішим у визначенні. Індуктивний опір диференційного розсіяння розраховується за допомогою емпіричних формул із використанням розрахункової питомої магнітної провідності λ_d .

Індуктивний опір розсіяння скосу пазів

За наявності скосу пазів виникає індуктивний опір розсіяння скосу пазів, що розраховується за емпіричними формулами з використанням

розрахункової питомої магнітної провідності λ_{sq} .

Остаточню індуктивний опір розсіяння фазної обмотки статора

$$X_{\sigma s} = 4\pi f_s \cdot \frac{N_s^2}{p \cdot q} \cdot l \cdot \mu_0 \cdot (\lambda_g + \lambda_{fh} + \lambda_d + \lambda_{sq}). \quad (3.128)$$

За аналогією з трансформаторами індуктивні опори можна виразити у відносних одиницях (в.о.). За відносну одиницю приймається величина опору

$$Z_{\varphi N} = \frac{U_{s\varphi N}}{I_{s\varphi N}}. \quad (3.129)$$

Тоді головний індуктивний опір самоіндукції фазної обмотки статора у в.о.

$$X_{s \text{ main}^*} = \frac{X_{s \text{ main}}}{Z_{\varphi N}}. \quad (3.130)$$

Індуктивний опір розсіювання фазної обмотки статора у в.о.

$$X_{\sigma s^*} = \frac{X_{\sigma s}}{Z_{\varphi N}}. \quad (3.131)$$

В електричних машинах опори $X_{s \text{ main}^*} = 3-4$, $X_{\sigma s^*} = 0,08-0,15$.

3.7. Магнітний розрахунок електричних машин

3.7.1. Загальні положення

Основні положення магнітного розрахунку справедливі для всіх типів електричних машин.

Завданням магнітного розрахунку електричних машин є визначення МРС, необхідної для проведення заданого магнітного потоку по магнітному колу з заданою конфігурацією з відомих матеріалів. Конфігурація (розміри) та матеріали магнітного кола обираються відповідно до рекомендацій з проектування.

Магнітні кола електричних машин є симетричними та розгалуженими. Крім того, магнітні кола електричних машин поділяються на магнітні кола з явно вираженими та неявно вираженими полюсами.

Магнітний розрахунок електричних машин розглядається на прикладі найбільш складного випадку магнітного кола з явно вираженими

полюсами (машина постійного струму або обернена синхронна машина) (рис. 3.46).

Магнітний потік кожного полюса має дві складові: основний (корисний) магнітний потік Φ_δ і магнітний потік розсіяння Φ_σ :

$$\Phi = \Phi_\delta + \Phi_\sigma. \quad (3.132)$$

Основний магнітний потік Φ_δ перетинає повітряний проміжок, надходить до обертового ротора, бере участь у корисному перетворюванні енергії. Магнітний потік розсіяння Φ_σ не перетинає повітряного проміжку, не бере участі у корисному перетворюванні енергії.

Кількісна оцінка магнітного потоку розсіяння здійснюється за допомогою коефіцієнта розсіяння

$$k_\sigma = \frac{\Phi_\delta + \Phi_\sigma}{\Phi_\delta} = 1 + \frac{\Phi_\sigma}{\Phi_\delta}. \quad (3.133)$$

Величина коефіцієнта k_σ становить 1,1–1,25.

Осі сусідніх полюсів розбивають магнітну систему на однакові розрахункові частини. Магнітний розрахунок ведеться для однієї розрахункової частини, тому що магнітна система є симетричною. До розрахункової частини машини постійного струму входять два полюси, тобто магнітний розрахунок ведеться на пару полюсів (рис. 3.47).

Магнітний розрахунок електричних машин ґрунтується на законі повного струму (2.30).

Для магнітного розрахунку електричних машин припускається таке:

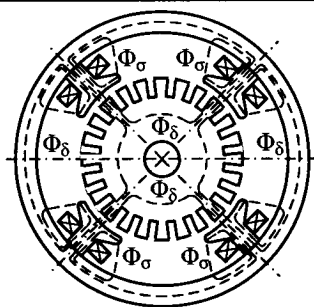


Рисунок 3.46 – Магнітне коло чотириполюсної машини постійного струму

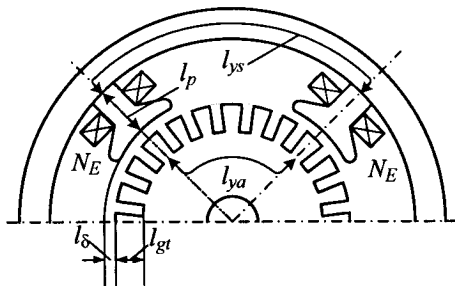


Рисунок 3.47 – Розрахункова частина магнітного кола машини постійного струму

✓ контуром інтегрування є середня лінія основного магнітного потоку;

✓ замкнений контур інтегрування замінюється сукупністю однорідних ділянок з постійною геометрією та матеріалом;

✓ інтегрування замінюється додаванням по окремих ділянках (кількість ділянок – k);

✓ сумою струмів є добуток $2I_E \cdot N_E$, де I_E – струм збудження, N_E – кількість витків обмотки збудження одного полюса.

З урахуванням цих припущень (2.30) перетворюється на вираз:

$$\sum_{i=1}^k H_i \cdot l_i = 2I_E \cdot N_E. \quad (3.134)$$

Магнітний розрахунок є розрахунком магнітних напруг U_i усіх ділянок магнітного кола електричної машини. Сума магнітних напруг ділянок магнітопроводу $\sum_{i=1}^k U_i$ визначає МРС неробочого ходу електричної машини F_o на пару полюсів:

$$F_o = \sum_{i=1}^k U_i = \sum_{i=1}^k H_i \cdot l_i. \quad (3.135)$$

Порядок магнітного розрахунку електричної машини подібний до порядку магнітного розрахунку трансформатора (див. підрозд. 2.8).

Склад ділянок магнітного кола електричної машини (див. рис. 3.47):

1. Повітряний проміжок між полюсом та поверхнею ротора з довжиною лінії магнітного потоку l_δ . Зустрічається під час обходу контуру двічі.

2. Зубцевий шар ротора (який в машинах постійного струму називається якорем) з довжиною лінії магнітного потоку l_{gt} . Зустрічається під час обходу контуру двічі.

3. Осердя полюса з довжиною лінії магнітного потоку l_p . Зустрічається під час обходу контуру двічі.

4. Спинка ротора з довжиною лінії магнітного потоку l_{ya} . Зустрічається під час обходу контуру один раз.

5. Станина з довжиною лінії магнітного потоку l_{ys} . Зустрічається

під час обходу контуру один раз.

З урахуванням (3.135) можна записати:

$$F_o = 2U_{\delta} + 2U_{gt} + 2U_p + U_{ys} + U_{ya} = 2I_E \cdot N_E, \quad (3.136)$$

де U_{δ} – магнітна напруга повітряного проміжку; U_{gt} – магнітна напруга зубцево-пазового шару; U_p – магнітна напруга осердя полюса; U_{ys} – магнітна напруга станини; U_{ya} – магнітна напруга спинки ротора.

3.7.2. Розрахунок магнітних напруг окремих ділянок магнітного кола електричної машини

1. Повітряний проміжок

Магнітні лінії в повітряному проміжку в радіальному напрямку мають різну довжину через витіснення магнітного потоку на краях полюсного наконечника. Для магнітного розрахунку криволінійна трапеція розподілу магнітної індукції у повітряному проміжку замінюється рівновеликим за площею прямокутником з основою b_{δ} (рис. 3.48). Величина b_{δ} називається розрахунковою полюсною дугою, яка для магнітного розрахунку становить на два повітряних проміжки більше за довжину полюсної дуги b_p :

$$b_{\delta} \approx b_p + 2\delta. \quad (3.137)$$

Відношення величини розрахункової полюсної дуги до полюсного кроку називається коефіцієнтом магнітного перекриття

$$\alpha = \frac{b_{\delta}}{\tau_p}. \quad (3.138)$$

Коефіцієнт α є одним із найважливіших конструктивних параметрів електричної машини з явно вираженими полюсами. Практикою проектування встановлені раціональні значення коефіцієнта, $\alpha = 0,65-0,75$. Для менших значень коефіцієнта α зменшується основний магнітний потік полюса, погіршується використання внутрішнього об'єму машини. При більших значеннях коефіцієнту α істотно зростають магнітні пото-

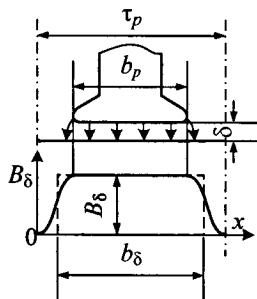


Рисунок 3.48 – Розподіл магнітної індукції в повітряному проміжку в поперечному перерізі.

ки розсіяння.

У поздовжньому перерізі електричної машини розподіл магнітної індукції також нерівномірний через наявність радіальних вентиляційних каналів в осерді ротора. В розподілі магнітної індукції виникають провали (рис. 3.49).

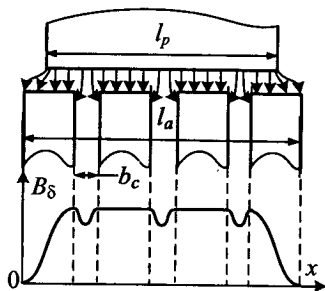


Рисунок 3.49 – Розподіл магнітної індукції в повітряному проміжку в поздовжньому перерізі

Криволінійний розподіл магнітної індукції по довжині замінюється аналогічно попередньому рівновеликим за площею прямокутником з основою l_δ . Величина l_δ називається розрахунковою довжиною повітряного проміжку, яка є середнім арифметичним між довжиною полюса l_p та довжиною ротора l_a без ширини радіальних вентиляційних каналів b_c кількістю n_c :

$$l_\delta = \frac{l_p + (l_a - n_c b_c)}{2}. \quad (3.139)$$

Магнітний потік повітряного проміжку (потік одного полюса у повітряному проміжку) з урахуванням (3.138)

$$\Phi_\delta = B_\delta \cdot b_\delta \cdot l_\delta = B_\delta \cdot l_\delta \cdot \alpha \cdot \tau_p. \quad (3.140)$$

Магнітна індукція в повітряному проміжку з (3.140)

$$B_\delta = \frac{\Phi_\delta}{l_\delta \cdot \alpha \cdot \tau_p}. \quad (3.141)$$

Збільшення магнітного опору повітряного проміжку через наявність пазів та зубців у роторі враховується за допомогою коефіцієнта повітряного проміжку (коефіцієнта Картера) K_C (3.114).

Магнітна напруга повітряного проміжку

$$U_\delta = \frac{B_\delta}{\mu_0} \cdot \delta \cdot K_C. \quad (3.142)$$

2. Зубцевий шар

Зубці є найнасиченішою ділянкою магнітного кола електричної

машини. Розміри зубця по висоті можуть змінюватися, наприклад, при прямокутній формі пазів зубець має трапецеїдальну форму. Площа поперечного перерізу зубця по висоті змінюється, а отже, змінюється по висоті магнітна індукція та напруженість магнітного поля.

Магнітний потік здебільшого проходить по зубцях, але частково і по пазах. Усе це створює ускладнення при розрахунку магнітної напруги зубцевого шару.

Для одного зубцевого кроку (рис. 3.50) у радіальному напрямку на відстані x від дна паза магнітний потік Φ_{gtx} складається з двох частин – магнітного потоку паза Φ_{gx} та магнітного потоку зубця Φ_{tx} :

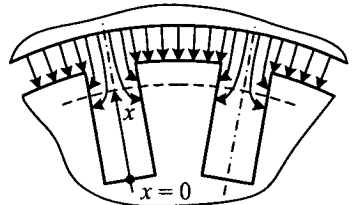


Рисунок 3.50 – Розподіл магнітної індукції в зубцево-пазовому шарі

$$\Phi_{gtx} = \Phi_{gx} + \Phi_{tx}. \quad (3.143)$$

Для отримання розрахункової формули магнітної індукції в зубці рівняння (3.143) ділиться на S_{tx} (площа зубця в x -му перерізі) та останній член (3.143) ділиться та множиться на S_{gx} (площа паза у поперечно-му перерізі):

$$\frac{\Phi_{gtx}}{S_{tx}} = \frac{\Phi_{tx}}{S_{tx}} + \frac{\Phi_{gx}}{S_{tx}} \cdot \frac{S_{gx}}{S_{gx}}. \quad (3.144)$$

В (3.144) відношення замінюються величинами:

- ✓ $\frac{\Phi_{gtx}}{S_{tx}} = B'_{tx}$ – магнітна індукція, яка була би в зубці, якщо весь магнітний потік зубцевого кроку проходив тільки по зубцю;
- ✓ $\frac{\Phi_{tx}}{S_{tx}} = B_{tx}$ – дійсна магнітна індукція в зубці;
- ✓ $\frac{\Phi_{gx}}{S_{gx}} = B_{gx}$ – дійсна магнітна індукція в пазу;
- ✓ $\frac{S_{gx}}{S_{tx}} = k_{tx}$ – зубцевий коефіцієнт у x -му перерізі.

Рівняння (3.144) набуває вигляду:

$$B'_{ix} = B_{ix} + B_{gx} \cdot k_{ix}. \quad (3.145)$$

Паз та зубець у магнітному колі електричної машини увімкнуто між собою паралельно. Тому для будь-якої координати x напруженість магнітного поля в зубці дорівнює напруженості магнітного поля в пазу:

$$H_{gx} = H_{ix}. \quad (3.146)$$

Магнітна індукція в пазу з урахуванням (3.146)

$$B_{gx} = \mu_0 H_{gx} = \mu_0 H_{ix}. \quad (3.147)$$

При підстановці (3.147) в (3.145) формула розрахункової магнітної індукції в зубці набуває вигляду:

$$B'_{ix} = B_{ix} + \mu_0 H_{ix} k_{ix}. \quad (3.148)$$

Це рівняння є нелінійним. Його можна розв'язати методом послідовних наближень у такій послідовності:

1) для x -го перерізу визначається магнітна індукція B'_{ix} та коефіцієнт k_{ix} ;

2) задається значення магнітної індукції B_{ix} , близьке до значення B'_{ix} ;

3) за кривою намагнічування сталі зубців визначається напруженість магнітного поля в зубці H_{ix} , що відповідає магнітній індукції B_{ix} та підставляються значення B_{ix} і H_{ix} до рівняння (3.148). Після декількох наближень рівняння збігається із заданою точністю, тобто в результаті отримується необхідне значення H_{ix} .

З урахуванням допустимої точності в інженерних розрахунках можна обмежитись визначенням H_{ix} у трьох перерізах зубців: по вершинах зубців, по середині висоти зубців, по дну пазів. Для цих перерізів визначаються значення розрахункових магнітних індукцій B'_{i1} , B'_{i2} , B'_{i3} та зубцевих коефіцієнтів k_{i1} , k_{i2} , k_{i3} .

Відповідно до рівняння (3.148) на підставі методу послідовних наближень визначаються значення напруженостей H_{i1} , H_{i2} , H_{i3} . Припускаючи, що напруженість магнітного поля по висоті зубців має параболічний розподіл, знаходиться середня напруженість магнітного поля

зуб-ця $H_{t\,mid}$ за формулою Симпсона:

$$H_{t\,mid} = \frac{H_{t1} + 4H_{t2} + H_{t3}}{6}. \quad (3.149)$$

Магнітна напруга зубцево-пазового шару

$$U_t = H_{t\,mid} \cdot l_{gt}. \quad (3.150)$$

Для більш точних розрахунків використовуються інші способи розрахунку напруженості магнітного поля в зубцях.

3. Спинка ротора

Основний магнітний потік Φ_δ у спинці ротора поділяється на дві рівні частини та становить $\frac{\Phi_\delta}{2}$. Магнітна індукція у спинці ротора

$$B_{ya} = \frac{\Phi_\delta}{2S_{ya}}, \quad (3.151)$$

де S_{ya} – площа поперечного перерізу спинки ротора.

За значенням магнітної індукції B_{ya} за допомогою кривої намагнічування для обраної марки сталі знаходиться значення напруженості магнітного поля в спинці ротора H_{ya} .

Магнітна напруга спинки ротора

$$U_{ya} = H_{ya} \cdot l_{ya}. \quad (3.152)$$

4. Осердя полюса

По осердях полюсів, крім основного потоку Φ_δ , проходить потік розсіяння Φ_σ , що враховується за допомогою коефіцієнта розсіяння k_σ (3.133). Магнітна індукція в полюсі

$$B_p = k_\sigma \cdot \frac{\Phi_\delta}{S_p}, \quad (3.153)$$

де S_p – площа поперечного перерізу полюса.

Аналогічно попередньому за значенням магнітної індукції B_p визначається напруженість H_p . Магнітна напруга осердя полюса

$$U_p = H_p \cdot l_p. \quad (3.154)$$

5. Станина

Основний магнітний потік Φ_δ у станині поділяється на дві рівні частини та становить $\frac{\Phi_\delta}{2}$. Крім цього, по станині проходить магнітний потік розсіяння Φ_σ , що враховується за допомогою коефіцієнта розсіяння k_σ (3.133).

Магнітна індукція станини

$$B_{ys} = \frac{k_\sigma \cdot \Phi_\delta}{2S_{ys}}, \quad (3.155)$$

де S_{ys} – площа поперечного перерізу станини.

Аналогічно попередньому визначається напруженість магнітного поля в станині H_{ys} .

Магнітна напруга станини

$$U_{ys} = H_{ys} l_{ys}. \quad (3.156)$$

3.7.3. Магнітна характеристика електричної машини

Магнітною характеристикою є залежність основного магнітного потоку від МРС неробочого ходу, $\Phi_\delta(F_o)$.

Для побудови магнітної характеристики магнітний розрахунок повторюється для ряду значень основного магнітного потоку. А саме: $\Phi_\delta = (0,5; 0,7; 0,9; 1,0; 1,1; 1,2)\Phi_{\delta nom}$, де $\Phi_{\delta nom}$ – величина магнітного потоку, що відповідає ЕРС, яка дорівнює номінальній напрузі.

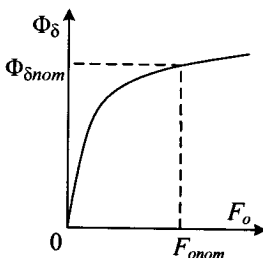


Рисунок 3.51 – Магнітна характеристика електричної машини

Типовий вигляд магнітної характеристики наведено на рис. 3.51.

На початковій ділянці для малих значень магнітного потоку феромагнітні частини магнітного кола ненасичені. Їхній магнітний опір дуже малий. Практично вся МРС F_o витрачається на проведення основного магнітного потоку крізь повітряний проміжок, а його магнітний опір дуже великий та лінійний. Тому магнітна характеристика є лінійною.

У міру зростання магнітного потоку

ферромагнітні частини магнітного кола насичуються. Їхній магнітний опір зростає, причому нелінійно. Тому магнітна характеристика стає нелінійною.

При глибокому насиченні ферромагнітні частини магнітного кола стають нечутливими до намагнічування. Їх магнітний опір залишається майже постійним. Магнітна характеристика наближається до лінійної (ділянка насичення). Для раціонального використання активних матеріалів точка, що відповідає магнітному потоку $\Phi_{\delta nom}$, обирається на переміщенні магнітної характеристики.

Узагальненою характеристикою магнітного стану електричної машини є коефіцієнт насичення k_{μ} (див.

п. 3.6.2). Для визначення коефіцієнта насичення k_{μ} до магнітної характеристики I добудовується ненасичена магнітна характеристика 2 , яка є дотичною на початковій ділянці магнітної характеристики (рис. 3.52). Для номінального магнітного потоку $\Phi_{\delta nom}$ визначають значення МРС F_{onom} та $F_{\delta nom}$, тобто довжини відрізків ac і ab відповідно.

Коефіцієнт насичення

$$k_{\mu} = \frac{ac}{ab} = \frac{F_{onom}}{F_{\delta nom}}. \quad (3.157)$$

Орієнтовні значення магнітної індукції на окремих ділянках магнітного кола електричної машини: магнітна індукція в повітряному проміжку $B_{\delta} = 0,5-1,0$ Тл; магнітна індукція в зубці $B_t = 1,7-2,3$ Тл; магнітна індукція в спинці ротора (якоря) $B_{ya} = 1,0-1,4$ Тл; магнітна індукція в осерді полюса $B_p = 1,4-1,7$ Тл; магнітна індукція в станині $B_{ys} = 1,1-1,6$ Тл.

Приблизний розподіл магнітних напруг по окремих ділянках магнітного кола електричної машини, якщо МРС неробочого ходу $F_o = 100$ %: магнітна напруга повітряного проміжку $U_{\delta} = 40-70$ %; магнітна напруга зубцево-пазового шару $U_t = 20-40$ %; зубцева напруга спинки

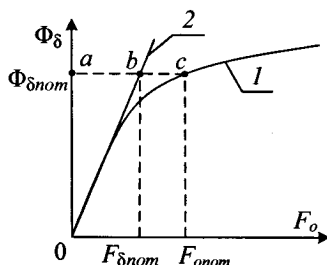


Рисунок 3.52 – Насичена (1) та ненасичена (2) магнітні характеристики електричної машини

ротора (якоря) $U_{ya} = 1-3 \%$; магнітна напруга осердя полюса $U_p = 5-10 \%$; магнітна напруга станини $U_{ys} = 5-10 \%$.

За величиною МРС неробочого ходу F_o визначається необхідна величина струму збудження.

Для машин постійного струму та синхронних машин обмотка збудження живиться постійним струмом. МРС обмотки збудження

$$F_o = 2I_E N_E. \quad (3.158)$$

Струм збудження машини постійного струму або синхронної машини

$$I_E = \frac{F_o}{2N_E}. \quad (3.159)$$

Для асинхронних машин обмотка статора одночасно є й обмоткою збудження, тобто вона створює основне магнітне поле. Частина струму обмотки статора є струмом збудження або намагнічувальним струмом асинхронної машини $I_{\text{сп}}$. МРС неробочого ходу визначається як перша гармоніка МРС.

Струм збудження асинхронної машини з (3.97)

$$I_{\text{сп}} = \frac{F_o \cdot \pi p}{m_s \sqrt{2} N_s \cdot K_{Ws}}. \quad (3.160)$$

Контрольні запитання

1. Дайте визначення робочої обмотки електричної машини.
2. Яке призначення мають обмотки статора в генераторах та двигунах змінного струму?
3. За якими ознаками класифікуються обмотки статора машин змінного струму?
4. Які частини секції називаються пазовими та лобовими?
5. Порівняйте жорсткі та м'які секції обмотки статора.
6. З яких елементів складається обмотка статора?
7. Який порядок чергування фазних зон обмотки статора машин змінного струму?
8. Як визначається кількість пазів, яку займає обмотка статора?
9. Як визначаються діаметральний та укорочений крок обмотки

статора?

10. Яку форму мають секції одношарових обмоток?

11. Як визначаються кроки концентричної одношарової обмотки статора?

12. Яку форму мають секції двошарових обмоток?

13. Як будується схема-розгортка одношарової обмотки?

14. Як будується схема-розгортка двошарової обмотки?

15. Як складається таблиця розподілу секцій і груп по пазах двошарової обмотки з дробовою кількістю пазів на полюс і фазу?

16. Як впливає на величину і форму ЕРС укорочення кроку обмотки?

17. Як визначається коефіцієнт укорочення обмотки?

18. Як впливає на величину і форму ЕРС розподілення обмотки?

19. Як визначається коефіцієнт розподілення обмотки?

20. Як визначається обмотковий коефіцієнт?

21. Як впливає схема з'єднання фазних обмоток на лінійну ЕРС обмотки статора?

22. Як визначаються номери зубцевих гармонік ЕРС?

23. Для чого використовують скіс пазів на статорі або роторі?

24. Як визначається коефіцієнт скосу?

25. Як визначається ЕРС фазної розподіленої обмотки з укороченим кроком та скосом пазів?

26. Як визначається діюче значення v -ої гармоніки ЕРС фазної обмотки?

27. Яких умов необхідно дотримуватись при виконанні обмоток статора машин змінного струму?

28. Як визначається МРС зосередженої обмотки?

29. Як визначається кількість полюсів магнітного поля, створеного вищими гармоніками МРС?

30. Як визначається МРС одношарової розподіленої фазної обмотки?

31. Як визначається МРС двошарової фазної обмотки з укороченим кроком?

32. Як виникають пульсуюча та обертова хвилі МРС?

33. Як визначаються обертові хвилі першої та вищих гармонік МРС трифазної обмотки?

34. Як визначаються номери прямо та зворотно обертових хвиль

вищих гармонік МРС фазних обмоток?

35. Складіть спектр гармонік МРС трифазної обмотки.
36. На які просторові частини поділяється магнітне поле електричної машини?
37. Що враховує коефіцієнт Картера?
38. Що враховує коефіцієнт насичення?
39. Як визначаються головні індуктивні опори машини змінного струму?
40. Як визначаються індуктивні опори розсіювання машини змінного струму?
41. Для чого застосовується магнітний розрахунок електричної машини?
42. З яких ділянок складається магнітне коло електричної машини?
43. Що визначає коефіцієнт розсіяння?
44. На якому законі ґрунтується магнітний розрахунок електричної машини?
45. За яких припущень виконується магнітний розрахунок електричної машини?
46. Що характеризує коефіцієнт полюсного перекриття?
47. Як визначається магнітна напруга повітряного проміжку з урахуванням наявності зубців і вентиляційних каналів на статорі та роторі?
48. Що враховує зубцевий коефіцієнт при розрахунку магнітної індукції в зубцевому шарі електричної машини?
49. Як визначається магнітна індукція в зубці електричної машини?
50. Як визначаються магнітні напруги в спинці ротора, осерді полюса та станині електричної машини?
51. Поясніть вигляд магнітної характеристики електричної машини.
52. Як визначається ненасичена магнітна характеристика електричної машини?
53. Як визначається коефіцієнт насичення електричної машини?
54. Яка ділянка магнітного кола електричної машини є найнасиченішою?
55. Як визначаються струми збудження синхронної, асинхронної машин та машини постійного струму?

4. АСИНХРОННІ МАШИНИ

4.1. Загальні відомості

Асинхронні машини – найбільш поширені електричні машини. Особливо широко вони використовуються як електричні двигуни і є основними перетворювачами електричної енергії на механічну.

Найбільший вклад у створенні асинхронних двигунів зробив М.Й. Доливо-Добровольский. У 1889 році він уперше використав трифазний струм для отримання обертового магнітного поля застосував на статорі розподілену трифазну обмотку й обмотку ротора у вигляді білячої клітки. Він також запропонував трифазну обмотку ротора, виведену на контактні кільця. і використав для пуску двигуна реостат, підключений до обмотки ротора за допомогою контактних кілець.

Сьогодні асинхронні двигуни споживають понад половину усієї виробленої у світі електроенергії і широко застосовуються як електропривод більшості виробничих механізмів. Це пояснюється простотою конструкції, надійністю і високим значенням ККД таких двигунів, здатністю автоматично змінювати обертальний момент відповідно до змінювання навантажувального моменту на валу, низькою вартістю. Найбільшого поширення здобули асинхронні двигуни номінальною потужністю від 0,75 до 100 кВт. Вони споживають більше 90 % загального споживання електроенергії асинхронними двигунами.

Крім асинхронних двигунів для виробничих механізмів набули широкого поширення і модифікації асинхронних машин, а саме: асинхронні двигуни електропобутових пристроїв, асинхронні виконавчі двигуни, тахогенератори, сельсини, поворотні трансформатори та ін.

Серед електричних машин асинхронні генератори поширені найменше. Асинхронні генератори застосовуються в автономних електроустановках, а останнім часом набули поширення в малій енергетиці.

4.2. Паспортні дані асинхронних машин

Кожна асинхронна машина обладнується табличкою номінальних даних, на якій зазначаються:

1) номінальна потужність для двигунів P_N у кіловатах (кВт) – механічна потужність на валу двигуна.

Номінальна повна потужність для генераторів S_N у кіловольт-

- амперах (кВ·А) – електрична потужність на затискачах обмотки статора;
- 2) номінальна лінійна напруга U_Y/U_Δ у вольтах (В) – для можливо-го перемикання обмотки статора. В обох випадках фазні напруги однакові;
 - 3) номінальний лінійний струм I_Y/I_Δ в амперах (А) (аналогічно попередньому);
 - 4) номінальна частота обертання n_N в обертах за хвилину (об/хв);
 - 5) номінальна частота напруги, що живить, f_s у герцах (Гц);
 - 6) номінальний коефіцієнт потужності $\cos \varphi_N$;
 - 7) номінальне значення коефіцієнту корисної дії (ККД) η_N у відно-сних одиницях (в. о.) або у відсотках (%).

4.3. Принцип дії асинхронної машини

Електромагнітна схема асинхронної машини є подібною до елект-ромагнітної схеми трансформатора. Тобто дві магнітно зв'язані обмотки розташовано на загальному магнітопроводі. Але на відміну від трансфо-рматора первинну обмотку розташовано на нерухомому статорі, а вто-ринну обмотку – на обертовому роторі. Статор і ротор розділено повітря-ним проміжком, який намагаються виконати якнайменшим.

Принцип дії асинхронної машини розглядається на прикладі простішого двополюсного асинхронного двигуна (рис. 4.1). На статорі розта-шовується зосереджена ($q_s = 1$) трифазна ($m_s = 3$) обмотка статора, яку

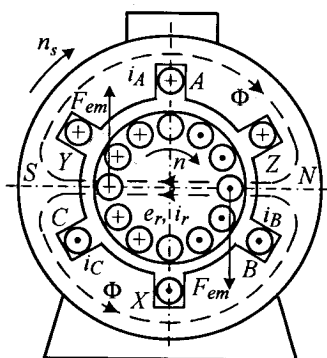


Рисунок 4.1 – Електромагнітна схема асинхронної двополюсної машини

з'єднано за схемою Y або Δ , на роторі – багатозафазна обмотка, яку завжди з'єднано за схемою Y . При вмиканні обмотки статора до трифазної мережі змінного струму обмотка створює обертову хвилю МРС, яка, в свою чергу, створює обертове магнітне поле з обертовим магнітним потоком Φ частотою обертання n_s (3.81).

Напрямок та розташування силових ліній магнітного поля визначається напрямком струмів у провідниках обмотки статора в конкретний момент

часу. На рис. 4.1 наведено приклад для моменту часу, коли струми у фазних обмотках статора $i_A = +I_m$, $i_B = i_C = -\frac{I_m}{2}$. Напрямок магнітного потоку визначається за правилом свердлика.

Обертове магнітне поле перетинає провідники обмотки статора та ротора й індукує в них змінні ЕРС e_s і e_r , відповідно. Напрямок ЕРС визначається за правилом правої руки. Якщо обмотку ротора замкнено, то під дією ЕРС e_r у провідниках обмотки протікатиме струм обмотки ротора i_r , активна складова якого збігається за фазою з ЕРС e_r . При взаємодії провідників обмотки ротора зі струмом з обертовим магнітним полем виникають електромагнітні сили F_{em} , що діють на провідники обмотки ротора. Напрямок F_{em} визначається за правилом лівої руки. На рис. 4.1 напрямок сили F_{em} показано для двох провідників обмотки ротора.

Усі електромагнітні сили, що діють на провідники обмотки ротора, своєю сукупністю створюють електромагнітний момент M_{em} , під дією якого ротор приходить в обертання з частотою n . Причому в режимі двигуна ротор обертається в той самий бік, що й обертове магнітне поле, а усталене значення частоти обертання n досягається, коли обертальний електромагнітний момент M_{em} врівноважується гальмівним моментом на валу двигуна, обумовленим втратами потужності, M_o та навантаженням M_{load} .

Величина ЕРС e_r та її частота f_r залежать від швидкості пересування провідників ротора відносно силових ліній обертового магнітного поля, тобто різниці між частотами обертання n_s та n .

Якщо ротор нерухомий ($n = 0$), то ЕРС e_r і частота f_r будуть максимальними. Якщо провідники обмотки ротора й обертове магнітне поле обертаються синхронно ($n = n_s$), то ЕРС e_r дорівнюватиме нулю (провідники обмотки ротора не перетинаються силовими лініями магнітного поля). Коли ЕРС e_r дорівнюватиме нулю, то струм i_r , сила F_{em} і момент M_{em} також дорівнюватимуть нулю. Тобто при синхронному обертанні ($n = n_s$) асинхронна машина нездатна створювати електромагнітний момент.

Таким чином, умовою виникнення електромагнітного моменту в асинхронній машині є неоднаковість частот обертання n та n_s , тобто ро-

тор обертається несинхронно з магнітним полем обмотки статора. Тому машина називається асинхронною.

Важливою величиною, що характеризує режим роботи асинхронної машини, є ковзання. Ковзання визначається відносною різницею частот обертання магнітного поля обмотки статора та ротора:

$$s = \frac{n_s - n}{n_s}. \quad (4.1)$$

Величина ковзання s виражається у відносних одиницях або відсотках.

Від величини та знаку ковзання s залежить режим роботи асинхронної машини:

1) *режим двигуна* (основний режим):

частота обертання ротора $n_s > n \geq 0$; ковзання $1 \geq s > 0$.

Величина усталеного ковзання s у цьому режимі встановлюється з умови рівноваги моментів на валу: гальмівний момент на валу двигуна повинен дорівнювати електромагнітному оберտальному моменту.

При частоті обертання $n = 0$ та ковзанні $s = 1$ двигун знаходиться в режимі короткого замикання;

2) *режим генератора*:

частота обертання ротора $n \geq n_s$; ковзання $s \leq 0$.

Для роботи в режимі генератора частота обертання ротора асинхронної машини пришвидшується вище за частоту обертання магнітного поля обмотки статора за допомогою зовнішнього оберտального моменту.

Величина усталеного ковзання s у цьому режимі встановлюється з умови рівноваги моментів на валу: зовнішній оберտальний момент повинен дорівнювати гальмівному електромагнітному моменту.

При частоті обертання $n = n_s$ та ковзанні $s = 0$ асинхронна машина знаходиться в режимі так званого ідеального неробочого ходу.

3) *режим електромагнітного гальма*:

частота обертання ротора $n < 0$; ковзання $s > 1$.

Для переводу асинхронної машини до цього режиму необхідно обертати ротор зустрічно по відношенню до оберտового електромагнітного поля за допомогою зовнішнього оберտального моменту. Електромагнітний момент в цьому режимі є гальмівним по відношенню до зовнішнього оберտального моменту.

4.4. Конструкція асинхронних машин

Асинхронні двигуни є найпоширенішими серед асинхронних машин, тому конструкція їх розглядається на прикладі асинхронного двигуна найбільш поширеного виконання (рис. 4.2).

Обертальний момент асинхронного двигуна передається за допомогою вала 1, який встановлюється в підшипниках 2, розташованих з обох боків вала. Зовнішніми обоймами підшипники кріпляться в підшипникових щитах 3, які забезпечують горизонтальне розташування осі вала за допомогою спеціального кріплення в корпусі статора 5.

Для підведення живлення до двигуна на корпусі статора розташовується коробка виведень 4. В корпусі статора закріплюється осердя статора 6 з обмоткою 10. На вал напресовується осердя ротора 7 з обмоткою 8. Для охолодження двигуна використовуються лопатки на роторі 9 та вентилятор зовнішнього обдування 11, який обов'язково закривається захисним кожухом 12. Корпус статора забезпечується ребрами охолодження 13. До фундаменту асинхронний двигун кріпиться за допомогою лап 14.

Залежно від конструкції ротора асинхронні двигуни поділяються на асинхронні двигуни з короткозамкненим ротором та асинхронні двигуни з фазним ротором.

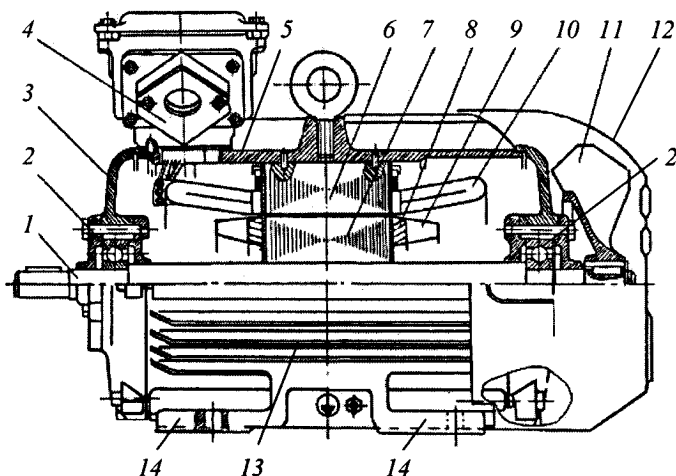


Рисунок 4.2 – Асинхронний двигун з оребреним корпусом та зовнішнім повітряним охолодженням за допомогою вентилятора

Конструкція статора та осердя ротора для обох виконань однакова. Статор складається з осердя та обмотки. Осердя статора (рис. 4.3) виконується у вигляді сталевого шихтованого полого циліндра, на внутрішній

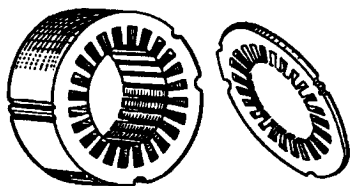


Рисунок 4.3 – Осердя статора асинхронного двигуна

поверхні якого розташовуються пази для укладання обмотки. Принципи виконання обмотки статора викладено в розд. 3. Осердя ротора виконується у вигляді сталевого шихтованого циліндра з пазами на зовнішній поверхні. В пазах розташовуються провідники обмотки ротора.

Асинхронний двигун з короткозамкненим ротором отримав назву від короткозамкненої обмотки ротора, яка найчастіше виготовляється заливанням осердя ротора розплавленим алюмінієм. При цьому одночасно виходять провідники (стрижні обмотки ротора) та короткозамикальні кільця з торців. На кільцях можуть бути виконані вентиляційні лопатки. Стрижні обмотки ротора та короткозамикальні кільця утворюють так звану білячу клітку (рис. 4.4).

Біляча клітка в електричному відношенні є багатофазною обмоткою, замкненою накоротко. Кількість фаз обмотки ротора m_r дорівнює кількості пазів ротора Q_r , тобто кількості стрижнів, $m_r = Q_r$. Кількість витків у фазі обмотки ротора $N_r = \frac{1}{2}$. Коефіцієнти укорочення та розподілу для всіх гармонік у такій обмотці дорівнюють 1, $K_{pr} = K_{dr} = 1$.

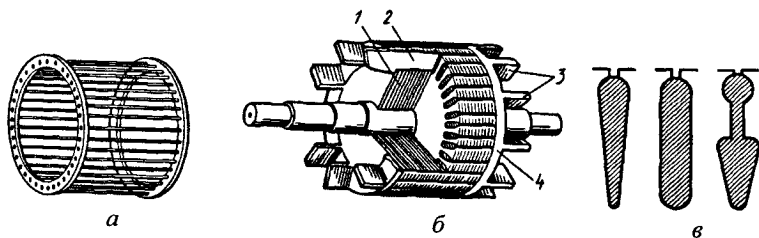


Рисунок 4.4 – Короткозамкнений ротор асинхронного двигуна:

- а) короткозамкнена обмотка ротора – біляча клітка;
- б) короткозамкнений ротор у складеному вигляді:
1 – осердя ротора; 2 – стрижні обмотки ротора;
3 – вентиляційні лопатки; 4 – короткозамикальні кільця;
- в) типи пазів ротора

Асинхронні двигуни з короткозамкненим ротором прості за конструкцією, дешеві та мають високу надійність (середній строк служби 20 років). Це пояснює їх широке розповсюдження. Але асинхронні двигуни з короткозамкненим ротором мають великий пусковий струм (в 5–7 разів більший за номінальний) та ускладнення з регулюванням частоти обертання.

У пази фазного ротора асинхронного двигуна укладається одношарова розподілена обмотка (рис. 4.5). Кінці обмотки крізь отвір у валу виведені до трьох контактних кілець, укріплених на валу. На ці кільця накладені нерухомі щітки. До щіток може приєднуватися зовнішній реостат для пуску та регулювання частоти обертання. Кількість фаз обмотки ротора m_r дорівнює кількості фаз обмотки статора m_s , $m_r = m_s$. Кількість полюсів обмотки ротора завжди дорівнює кількості полюсів обмотки статора, $2p_r = 2p_s$.

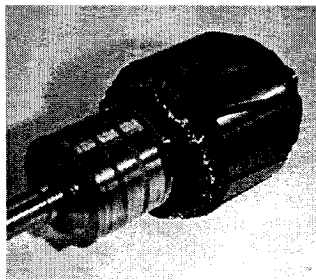


Рисунок 4.5 – Фазний ротор асинхронного двигуна

Асинхронні двигуни з фазним ротором мають можливість пуску при струмах, які не перевищують номінальних, а також відносно просте регулювання частоти обертання. Але вони складніші та дорожчі у виготовленні, менш надійні в експлуатації. Асинхронні двигуни з фазним ротором використовуються тільки у спеціальних приводах.

4.5. Асинхронна машина при нерухомому роторі

4.5.1. Загальні положення

Асинхронна машина при нерухомому роторі подібна до трансформатора, тобто дві нерухомі обмотки на загальному магнітопроводі зчіплюються з магнітним потоком взаємної індукції. На відміну від трансформатора асинхронна машина має обертове магнітне поле обмотки статора.

Розглядаються тільки перші гармоніки електричних та магнітних величин, тому що тільки вони беруть участь у корисному перетворенні енергії. Індекс 1, що позначає першу гармоніку, не пишеться.

Всі електричні та магнітні величини змінюються у часі за синусоїдним законом, тому використовується комплексний (символічний) метод запису цих величин.

4.5.2. Зведення обмотки ротора до обмотки статора

В асинхронних машинах, як і в трансформаторах, використовується зведення величин обмотки ротора до величин обмотки статора. Це дає можливість будувати векторні діаграми та виконувати розрахунки за схемами заміщення.

Зведення обмотки ротора до обмотки статора виконується за таких умов:

- 1) ЕРС зведеної обмотки ротора дорівнює ЕРС обмотки статора

$$\underline{E}'_r = \underline{E}_s; \quad (4.2)$$

- 2) електромагнітна потужність зведеної обмотки ротора дорівнює електромагнітній потужності реальної обмотки ротора

$$m'_r \cdot I'_r \cdot E'_r = m_r \cdot I_r \cdot E_r; \quad (4.3)$$

- 3) електричні втрати зведеної обмотки ротора дорівнюють електричним втратам реальної обмотки ротора

$$m'_r \cdot I_r'^2 \cdot R'_r = m_r \cdot I_r^2 \cdot R_r; \quad (4.4)$$

- 4) кількість фаз зведеної обмотки ротора дорівнює кількості фаз обмотки статора

$$m'_r = m_s; \quad (4.5)$$

Коефіцієнт зведення ЕРС асинхронної машини

$$K_E = \frac{E_s}{E_r}. \quad (4.6)$$

Величини ЕРС обмоток статора і ротора за (3.42)

$$E_s = \pi\sqrt{2} \cdot f_s \cdot N_s \cdot \Phi_{\delta\max} \cdot K_{W_s} \approx 4,44 \cdot f_s \cdot N_s \cdot \Phi_{\delta\max} \cdot K_{W_s}; \quad (4.7)$$

$$E_r = \pi\sqrt{2} \cdot f_r \cdot N_r \cdot \Phi_{\delta\max} \cdot K_{W_r} \approx 4,44 \cdot f_r \cdot N_r \cdot \Phi_{\delta\max} \cdot K_{W_r}, \quad (4.8)$$

де N_s , N_r – кількість послідовно з'єднаних витків фазних обмоток статора і ротора відповідно.

При нерухомому роторі частоти магнітних полів обмоток статора і ротора є однаковими:

$$f_s = f_r. \quad (4.9)$$

При підстановці (4.7) та (4.8) до (4.6), зважаючи на (4.9), отримується формула для визначення коефіцієнта зведення ЕРС,

$$K_E = \frac{N_s \cdot K_{W_s}}{N_r \cdot K_{W_r}}. \quad (4.10)$$

Коефіцієнт зведення струму обмотки ротора

$$K_I = \frac{I_r}{I'_r}. \quad (4.11)$$

З використанням (4.3), (4.2), (4.6), (4.10), зважаючи на (4.5), коефіцієнт зведення струму обмотки ротора

$$K_I = \frac{I_r}{I'_r} = \frac{m'_r \cdot E'_r}{m_r \cdot E_r} = \frac{m_s \cdot E_s}{m_r \cdot E_r} = \frac{m_s}{m_r} \cdot K_E = \frac{m_s \cdot N_s \cdot K_{W_s}}{m_r \cdot N_r \cdot K_{W_r}}. \quad (4.12)$$

Коефіцієнт зведення активного, індуктивного та повного опорів обмотки ротора

$$K_A = \frac{R'_r}{R_r} = \frac{X'_{\sigma r}}{X_{\sigma r}} = \frac{Z'_r}{Z_r}. \quad (4.13)$$

З використанням (4.4), (4.12), зважаючи на (4.5), коефіцієнт зведення опорів обмотки ротора

$$K_A = \frac{R'_r}{R_r} = \frac{m_r \cdot I_r^2}{m'_r \cdot I'^2_r} = \frac{m_r}{m_s} \cdot K_I^2 = \frac{m_s \cdot N_s^2 \cdot K_{W_s}^2}{m_r \cdot N_r^2 \cdot K_{W_r}^2}. \quad (4.14)$$

4.5.3. Асинхронна машина при нерухомому роторі та замкненій накоротко обмотці ротора

При нерухомому роторі частота обертання $n = 0$. До обмотки статора підводиться напруга U_s . Обмотка статора споживає з мережі струм I_s . Обмотка ротора замкнена, тому в обмотці ротора протікатиме струм I_r . Струми I_s та I_r є фазними струмами обмоток.

Обмотки статора і ротора є багатофазними та розподіленими у просторі уздовж кола ротора.

При протіканні струмів в обмотках статора ф ротора створюються обертові хвилі МРС обмоток статора F_s та ротора F_r .

Частота обертання МРС обмотки статора за (3.81)

$$n_s = \frac{60f_s}{p_s}. \quad (4.15)$$

Частота обертання МРС обмотки ротора відносно ротора за (3.81)

$$n_{rF} = \frac{60f_r}{p_r}. \quad (4.16)$$

Для того щоб обертові хвилі МРС статора та ротора могли взаємодіяти одна з одною, ці хвилі повинні бути нерухомі одна відносно одної, тобто обертатися з однаковою частотою,

$$n_s = n_{rF}. \quad (4.17)$$

Це можливо при однаковій кількості пар полюсів обмоток ротора та статора та однакових частотах f_s та f_r (4.9):

$$p_s = p_r = p. \quad (4.18)$$

Ця умова є обов'язковою для усіх машин змінного струму. Тому надалі індекси s і r при позначенні кількості пар полюсів p не вживаються.

Якщо умова (4.18) виконується, то обертові хвилі МРС обмоток статора F_s та ротора F_r взаємодіють і створюють результуючу обертову МРС F_o , що називається МРС неробочого ходу:

$$\underline{F}_o = \underline{F}_s + \underline{F}_r. \quad (4.19)$$

МРС неробочого ходу F_o створюється струмом неробочого ходу I_{so} , який споживається з мережі фазною обмоткою статора.

Струм неробочого ходу асинхронної машини

$$\underline{I}_{so} = \underline{I}_{sor} + \underline{I}_{soa}, \quad (4.20)$$

де \underline{I}_{sor} – реактивна складова струму неробочого ходу, є носієм реактивної потужності з мережі для створення обертового магнітного поля обмотки статора; \underline{I}_{soa} – активна складова струму неробочого ходу, є носієм активної потужності з мережі для покриття магнітних втрат.

Як і у трансформаторі, струм I_{sor} значно більший за струм I_{soa} . Вважається, що струм \underline{I}_{sor} за формою та величиною визначає струм обмотки статора неробочого ходу \underline{I}_{so} .

В асинхронних машинах струм неробочого ходу більший за струм

неробочого ходу трансформатора. Він становить для машин середньої та великої потужності 20–40 % від номінального струму обмотки статора, для машин малої потужності – 50–90 %. Більші значення струму неробочого ходу в асинхронних машинах пояснюються тим, що в магнітопроводі асинхронної машини, на відміну від трансформатора, існує повітряний проміжок, який має великий магнітний опір. За умовами технології виготовлення повітряний проміжок неможливо виконати меншим за 0,25 мм. Тому чим менша потужність машини, тим більша питома вага магнітної напруги повітряного проміжку в сумарній МРС, тим більший струм неробочого ходу по відношенню до номінального.

Амплітуда МРС неробочого ходу F_{om} за (3.96)

$$F_{om} = \frac{m_s \sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{I_{so} \cdot N_s}{p} \cdot K_{ws}. \quad (4.21)$$

Обертова хвиля МРС створює обертову хвилю магнітної індукції B_{δ} . Амплітуда першої гармоніки магнітної індукції за (3.115)

$$B_{\delta m} = \frac{\mu_0}{\delta \cdot K_C \cdot k_{\mu}} \cdot \frac{m_s \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{I_{so} \cdot N_s}{p} \cdot K_{ws}. \quad (4.22)$$

Обертова хвиля магнітної індукції B_{δ} створює обертовий магнітний потік Φ_{δ} . Максимальний магнітний потік за (3.116)

$$\Phi_{\delta \max} = \frac{\mu_0 \cdot \tau_p \cdot l_s}{\delta \cdot K_C \cdot k_{\mu}} \cdot \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot m_s}{\pi^2} \cdot \frac{I_{so} \cdot N_s}{p} \cdot K_{ws}. \quad (4.23)$$

Обертовий магнітний потік Φ_{δ} , перетинаючи провідники обмоток статора та ротора, індукуює ЕРС статора E_s і ротора E_r . Під впливом ЕРС E_r у замкненій накоротко обмотці ротора виникає струм обмотки ротора I_r . За аналогією з трансформатором (2.83) з урахуванням зведення запи-сується рівняння струмів асинхронної машини

$$I_s = I_{so} + (-I_r'). \quad (4.24)$$

Будь-яка зміна струму в обмотці ротора приводить до відповідної зміни струму в обмотці статора. В асинхронній машині, як і у трансформаторі, при переході з режиму неробочого ходу до режиму номінального навантаження основний магнітний потік залишається практично не-

змінним.

Крім основного магнітного потоку Φ_δ існують магнітні потоки розсіяння обмоток статора $\Phi_{\sigma s}$ та ротора $\Phi_{\sigma r}$, які наводять ЕРС розсіяння обмоток статора $E_{\sigma s}$ і ротора $E_{\sigma r}$.

Рівняння напруг для фазних обмоток статора та ротора записуються згідно з другим законом Кірхгофа (для обмотки ротора використовується система зведених величин):

$$\begin{cases} \underline{U}_s = -\underline{E}_s - \underline{E}_{\sigma s} + \underline{I}_s \cdot R_s, \\ 0 = \underline{E}'_r + \underline{E}'_{\sigma r} - \underline{I}'_r \cdot R'_r. \end{cases} \quad (4.25)$$

ЕРС розсіяння обмоток статора і ротора замінюються еквівалентними індуктивними спадами напруги на індуктивних опорах розсіяння фазних обмоток статора $X_{\sigma s}$ та ротора $X'_{\sigma r}$ відповідно:

$$\underline{E}_{\sigma s} = -j\underline{I}_s \cdot X_{\sigma s}; \quad (4.26)$$

$$\underline{E}'_{\sigma r} = -j\underline{I}'_r \cdot X'_{\sigma r}. \quad (4.27)$$

З урахуванням (4.26) і (4.27) система (4.25) набуде вигляду:

$$\begin{cases} \underline{U}_s = -\underline{E}_s + j\underline{I}_s \cdot X_{\sigma s} + \underline{I}_s \cdot R_s, \\ 0 = \underline{E}'_r - j\underline{I}'_r \cdot X'_{\sigma r} - \underline{I}'_r \cdot R'_r. \end{cases} \quad (4.28)$$

Об'єднуючи активні та індуктивні опори обмоток статора і ротора, отримують комплексний опір обмотки статора \underline{Z}_s та зведений комплексний опір обмотки ротора \underline{Z}'_r :

$$\underline{Z}_s = R_s + jX_{\sigma s}; \quad (4.29)$$

$$\underline{Z}'_r = R'_r + jX'_{\sigma r}. \quad (4.30)$$

Система рівнянь напруг для фазних обмоток статора і ротора у згорнутому вигляді

$$\begin{cases} \underline{U}_s = -\underline{E}_s + \underline{I}_s \cdot \underline{Z}_s, \\ 0 = \underline{E}'_r - \underline{I}'_r \cdot \underline{Z}'_r. \end{cases} \quad (4.31)$$

Отримана система рівнянь (4.31) для асинхронної машини при нерухомому роторі з короткозамкненою обмоткою ротора подібна до системи рівнянь трансформатора під навантаженням (2.69).

Векторна діаграма асинхронної машини при нерухомому роторі та

векторної діаграми отримується вектор, протилежний вектору спаду напруги на активному опорі обмотки ротора, $-\underline{I}'_r R'_r$.

Схема заміщення асинхронної машини при нерухомому роторі та замкненій накоротко обмотці ротора будується на загальноприйнятих засах: на підставі рівнянь (4.31) та (4.24), отримується вираз вигляду $\underline{U}_s = \underline{I}_s \cdot \underline{Z}_{ek}$, де \underline{Z}_{ek} – еквівалентний опір, за аналітичним виразом якого будується схема заміщення.

За аналогією з (2.84) ЕРС обмотки статора E_s та зведеної обмотки ротора E'_r надаються як спад напруги на деякому опорі \underline{Z}_m

$$\underline{E}_s = \underline{E}'_r = -\underline{I}_{so} \underline{Z}_m, \quad (4.32)$$

Далі буде доведено, що опір \underline{Z}_m є комплексним опором вітки намагнічування схеми заміщення асинхронної машини.

З (4.24) виражається струм \underline{I}'_r та підставляється до другого рівняння (4.31) з урахуванням (4.32):

$$0 = -\underline{I}_{so} \cdot \underline{Z}_m - (\underline{I}_{so} - \underline{I}_s) \cdot \underline{Z}'_r. \quad (4.33)$$

Рівняння (4.33) розв'язується відносно \underline{I}_{so} :

$$\underline{I}_{so} = \underline{I}_s \cdot \frac{\underline{Z}'_r}{\underline{Z}_m + \underline{Z}'_r}. \quad (4.34)$$

Отриманий вираз (4.34) підставляється до першого рівняння (4.31) з урахуванням (4.32):

$$\underline{U}_s = \underline{I}_s \cdot \left[\underline{Z}_s + \frac{\underline{Z}_m \underline{Z}'_r}{\underline{Z}_m + \underline{Z}'_r} \right] = \underline{I}_s \underline{Z}_{ek}. \quad (4.35)$$

На підставі (4.35) для \underline{Z}_{ek} складається схема заміщення (рис. 4.7).

4.5.4. Особливі режими асинхронної машини при нерухомому роторі

4.5.4.1. Індукційний регулятор

Індукційний регулятор виконується як асинхронна машина з фазним ротором. Ротор загальмовано за допомогою черв'ячної передачі для можливості повороту у межах одного оберту. Обмотка ротора вмикається до мережі. Фазні обмотки статора вмикаються між мережею та навантаженням (рис. 4.8).

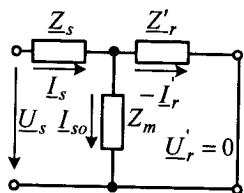


Рисунок 4.7 – Схема заміщення асинхронної машини з нерухомим ротором і замкненою накоротко обмоткою ротора

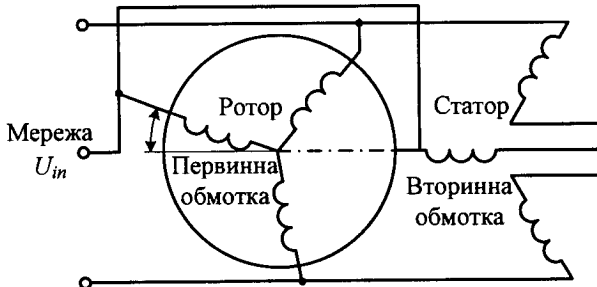


Рисунок 4.8 – Схема трифазного індукційного р

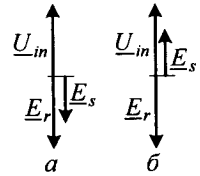


Рисунок 4.9 – Спрощені векторні діаграми індукційного регулятора

Обмотка ротора виконує функцію первинної обмотки трансформатора, обмотка статора – функцію вторинної обмотки трансформатора.

Якщо осі однойменних фазних обмоток статора та ротора у просторі збігаються (кут між осями фазних обмоток $\alpha = 0$), то їх ЕРС за фазою також збігаються (рис. 4.9, а).

З точністю до величини спаду напруги на опорі обмотки ротора можна вважати, що вхідна напруга дорівнює за величиною та протилежна за фазою ЕРС обмотки ротора,

$$\underline{U}_{in} \approx -\underline{E}_r. \quad (4.36)$$

Вихідна напруга або напруга на навантаженні є мінімальною,

$$\underline{U}_{out} \approx \underline{U}_{in} - \underline{E}_s = \underline{U}_{out \min}. \quad (4.37)$$

Якщо ротор повернути на кут $\alpha = 180^\circ$, то фаза ЕРС \underline{E}_s також зміниться на 180° (рис. 4.9, б). У такому разі вихідна напруга є максимальною.

$$\underline{U}_{out} \approx \underline{U}_{in} + \underline{E}_s = \underline{U}_{out \max}. \quad (4.38)$$

При плавному змінюванні кута α у межах від 0° до 360° фаза ЕРС \underline{E}_s змінюватиметься у тих самих межах. При цьому кінець вектора \underline{E}_s опише коло, а кінець вектора \underline{U}_{out} пересуватиметься уздовж цього кола (рис. 4.10). В індукційних регуляторах вихідна напруга плавно змінюється у межах: $U_{out} = (0,05 - 1,95)U_{in}$.

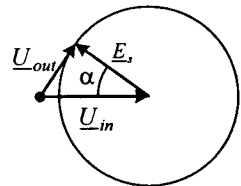


Рисунок 4.10 – Змінювання вихідної напруги в індукційному регуляторі

Індукційні регулятори широко використовуються в лабораторній практиці, а також у системах керування електроприводами.

4.5.4.2. Фазовий регулятор

Фазовий регулятор виконується як асинхронна машина з фазним ротором. Ротор загальмовано за допомогою черв'ячної передачі для можливості повороту у межах одного оберту. До мережі вмикається обмотка статора. Навантаження вмикається до обмотки ротора (рис. 4.11).

ЕРС однойменних фаз обмоток статора і ротора за фазою збігаються, якщо збігаються просторові осі обмоток. При повороті ротора на кут α на такий самий кут змінюється фаза ЕРС обмотки ротора відносно ЕРС обмотки статора.

При повороті ротора у межах одного оберту змінюється фаза вихідної напруги відносно фази вхідної напруги від 0° до 360° . При цьому напруга U_{out} за величиною не змінюється, а тільки за фазою.

Фазовий регулятор використовується в лабораторній практиці, в системах керування електроприводами, у вимірювальних комплексах.

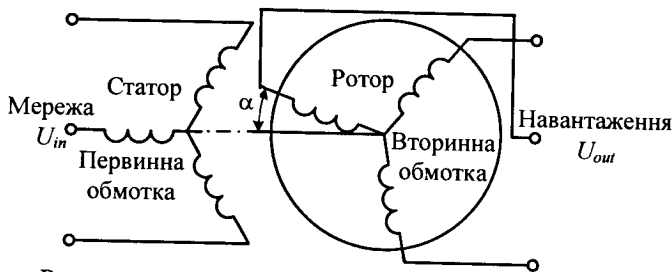


Рисунок 4.11 – Схема трифазного фазового регулятора

4.6. Енергетична діаграма та ККД асинхронної машини

Принципи побудови енергетичної діаграми наведено в підрозді 2.17. Вхідною потужністю асинхронного двигуна є електрична потужність, яка підводиться з мережі,

$$P_{in} = m_s \cdot U_s \cdot I_s \cdot \cos \varphi_s. \quad (4.39)$$

Частина вхідної потужності витрачається на покриття електричних втрат обмотки статора P_{els} та магнітних втрат в осерді статора P_{mags} , які

визначаються за загальними принципами.

Електричні втрати обмотки статора

$$P_{els} = m_s I_s^2 R_s. \quad (4.40)$$

Магнітні втрати P_{mags} визначаються за окремими ділянками осердя статора (зубці та спинка) асинхронної машини, як і в (2.36).

Частина потужності, що залишилася, називається електромагнітною потужністю:

$$P_{em} = P_{in} - P_{els} - P_{mags}. \quad (4.41)$$

Електромагнітна потужність P_{em} за допомогою обертового магнітного поля передається до ротора.

Частина електромагнітної потужності P_{em} витрачається на покриття електричних втрат обмотки ротора P_{elr} .

$$P_{elr} = m_r I_r^2 R_r. \quad (4.42)$$

Магнітні втрати в осерді ротора дуже малі через невелику частоту f_r (4.65) в номінальному режимі, виходячи з (2.36).

При розгляді роботи асинхронної машини магнітними втратами в осерді ротора нехтують, крім пускового режиму (режиму короткого замикання двигуна).

Електромагнітна потужність без електричних втрат обмотки ротора називається механічною потужністю:

$$P_m = P_{em} - P_{elr}. \quad (4.43)$$

Частина механічної потужності витрачається на покриття механічних втрат P_{mec} (втрати на тертя в підшипниках, втрати на тертя обертових частин об повітря, втрати на вентиляцію). Механічні втрати визначаються за емпіричними формулами, які наводяться в посібниках з проектування асинхронних машин.

Крім того, в асинхронній машині існують втрати потужності, що пов'язані з наявністю вищих гармонік МРС обмоток статора та ротора, а також існуванням вихрових струмів в осердях статора і ротора. Ці втрати потужності називаються додатковими втратами P_{ad} .

Додаткові втрати є складними для формалізованого визначення, тому стандартом прийнята величина додаткових втрат, що становить

0,5 % від вхідної потужності,

$$P_{ad} = 0,005 P_{inN}. \quad (4.44)$$

Частина, що залишилася, називається вихідною потужністю P_{out} . Ця потужність передається споживачеві та є потужністю на валу P . Для зручності користування літерними позначками індекс «out» далі не пишеться:

$$P_{out} = P = P_m - P_{mec}. \quad (4.45)$$

Вихідна потужність двигуна може визначатися через момент на валу M та кутову швидкість ротора Ω :

$$P = M \cdot \Omega, \quad (4.46)$$

На підставі наведених співвідношень отримується енергетична діаграма асинхронного двигуна (рис. 4.12, а).

При складанні енергетичної діаграми асинхронного генератора (рис. 4.12, б) необхідно мати на увазі, що вхідна потужність P_{in} асинхронного генератора підводиться до вала генератора для приведення ротора в обертання,

$$P_{in} = M \cdot \Omega. \quad (4.47)$$

Вихідною потужністю асинхронного генератора є електрична потужність, яка віддається до мережі,

$$P = m_s \cdot U_s \cdot I_s \cdot \cos \phi_s. \quad (4.48)$$

Подальші співвідношення між потужностями отримуються для режиму двигуна та поширюються на режим генератора.

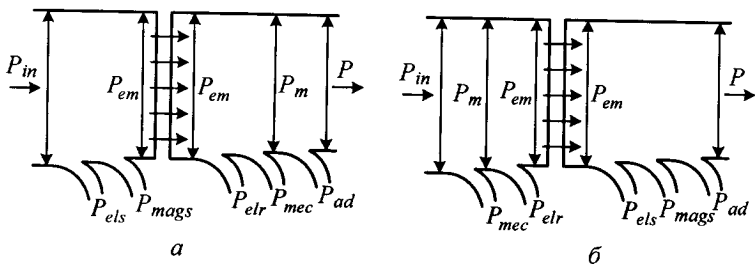


Рисунок 4.12 – Енергетичні діаграми асинхронного двигуна (а) та асинхронного генератора (б)

Електромагнітна та механічна потужності можуть виражатися через електромагнітний момент і кутові швидкості.

Кутові швидкості магнітного поля обмоток статора та ротора відповідно

$$\Omega_s = \frac{2\pi \cdot n_s}{60}, \quad (4.49)$$

$$\Omega = \frac{2\pi \cdot n}{60}. \quad (4.50)$$

Електромагнітна потужність і механічна потужність, виражені через електромагнітний момент M_{em} , відповідно

$$P_{em} = M_{em} \cdot \Omega_s, \quad (4.51)$$

$$P_m = M_{em} \cdot \Omega. \quad (4.52)$$

З енергетичної діаграми електричні втрати обмотки ротора

$$\begin{aligned} P_{elr} &= P_{em} - P_m = M_{em} \cdot \Omega_s - M_{em} \cdot \Omega = M_{em} \cdot (\Omega_s - \Omega) = \\ &= M_{em} \cdot (\Omega_s - \Omega) \cdot \frac{\Omega_s}{\Omega_s} = M_{em} \cdot \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \cdot \Omega_s = M_{em} \cdot s \cdot \Omega_s. \end{aligned} \quad (4.53)$$

Електромагнітний момент асинхронної машини з (4.53):

$$M_{em} = \frac{P_{elr}}{\Omega_s \cdot s}. \quad (4.54)$$

Звідки ковзання

$$s = \frac{P_{elr}}{M_{em} \cdot \Omega_s} = \frac{P_{elr}}{P_{em}}. \quad (4.55)$$

Для економічної роботи асинхронної машини у номінальному режимі електричні втрати обмотки ротора P_{elr} мають бути мінімальними, а, отже, і ковзання s – також мінімальним. Це означає, що частота обертання ротора n повинна незначно відрізнятись від частоти обертання магнітного поля обмотки статора n_s (табл. 4.1).

ККД асинхронної машини може виражатися добутком ККД статора та ротора,

$$\eta = \eta_s \cdot \eta_r. \quad (4.56)$$

Таблиця 4.1 – Номінальні частоти обертання асинхронних двигунів

$2p$	2	4	6	8
n_s , об/хв	3000	1500	1000	750
s_N	0,02	0,03	0,03	0,027
$n_N = n_s \cdot (1 - s_N)$, об/хв	2940	1450	970	730

ККД статора асинхронного двигуна, виражений з енергетичної діаграми (див. рис. 4.12, а),

$$\eta_s = \frac{P_{em}}{P_{in}} = \frac{P_{em}}{P_{em} + P_{els} + P_{mag}}. \quad (4.57)$$

ККД ротора асинхронного двигуна, виражений з енергетичної діаграми (див. рис. 4.12, а),

$$\eta_r = \frac{P_{out}}{P_{em}} = \frac{P_{em} - P_{elr} - P_{mec}}{P_{em}}. \quad (4.58)$$

Без урахування механічних втрат ККД ротора

$$\eta_r < \frac{P_{em} - P_{elr}}{P_{em}} \quad (4.59)$$

або з урахуванням (4.55)

$$\eta_r < 1 - s. \quad (4.60)$$

Для забезпечення максимального ККД у номінальному режимі асинхронної машини номінальне ковзання має бути мінімально можливим.

ККД асинхронної машини визначається за загальними правилами як відношення вихідної потужності до вхідної:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P}{P_{in}}. \quad (4.61)$$

Сумарні втрати потужності електричної машини

$$\Delta P = P_{in} - P. \quad (4.62)$$

В електричних машинах ККД виражається через електричну потужність: для двигунів – це вхідна потужність, для генераторів – вихідна. Тому, зважаючи на (4.61) та (4.62):

- ККД електричного двигуна

$$\eta = 1 - \frac{\Delta P}{P_{in}}; \quad (4.63)$$

- ККД електричного генератора

$$\eta = \frac{P}{P + \Delta P}. \quad (4.64)$$

У цілому для асинхронних машин малої потужності ККД становить 0,7–0,9, середньої та великої потужності – 0,9–0,95.

4.7. Заміна реального обертового ротора асинхронної машини еквівалентним нерухомим

При обертанні ротора частота обертання магнітного поля обмотки статора відносно провідників обмотки ротора становить $n_s - n$. Тоді частота ЕРС, що індукується у провідниках обмотки ротора, використовуючи (3.81) та (4.1),

$$f_r = \frac{p \cdot (n_s - n)}{60} = \frac{p \cdot (n_s - n)}{60} \cdot \frac{n_s}{n_s} = \frac{p \cdot n_s}{60} \cdot \frac{n_s - n}{n_s} = f_s \cdot s. \quad (4.65)$$

При обертовому роторі частота ЕРС обмотки ротора не дорівнює частоті ЕРС обмотки статора, $f_r \neq f_s$, та змінюється пропорційно величині ковзання s . Для двигунів загальнопромислового призначення з номінальною частотою 50 Гц номінальне ковзання s_N становить 0,005–0,05, номінальна частота струму та ЕРС обмотки ротора $f_{rnom} - 0,25-2,5$ Гц, тобто в номінальному режимі частота f_r мала.

При підстановці (4.65) до (4.8) з урахуванням (4.9) отримується формула ЕРС обмотки обертового ротора (до індексів величин, що належать до обертового ротора, додається літера s):

$$E_{rs} = \pi \sqrt{2} \cdot f_s \cdot s \cdot N_r \cdot K_{Wr} \cdot \Phi = E_r \cdot s. \quad (4.66)$$

Обмотка ротора створює своє обертове магнітне поле. Частота обертання цього магнітного поля відносно обертового ротора отримується при підстановці (4.65) до (4.16) та з урахуванням (4.15) і (4.1):

$$n_{rs} = \frac{60 \cdot f_s \cdot s}{p} = n_s \cdot s = n_s - n. \quad (4.67)$$

Частота обертання магнітного поля обмотки ротора відносно нерухомого статора

$$n_{rF} + n = n_s \cdot s + n = n_s - n + n = n_s. \quad (4.68)$$

Таким чином, магнітне поле обмотки ротора обертається відносно нерухомого статора з тією самою частотою обертання, що і магнітне поле обмотки статора відносно статора, тобто з частотою n_s .

Якщо обидва магнітних поля обертаються відносно нерухомого статора з однаковою частотою, то ці магнітні поля одне відносно одного нерухомі та взаємодіють між собою так само як в асинхронній машині з нерухомим ротором. Тому для асинхронної машини з обертовим ротором будуть справедливі рівняння МРС і струмів (4.19) та (4.24).

Рівняння напруг обмотки статора залишають такими самими, як і в асинхронній машині при нерухомому роторі – перші рівняння (4.25), (4.28), (4.31).

Рівняння напруг обмотки обертового ротора повинні бути записані для величин, які мають таку саму частоту, що й величини обмотки статора.

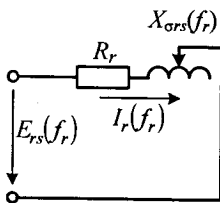


Рисунок 4.13 – Схема заміщення кола обмотки реального обертового ротора

В обмотці обертового ротора діє ЕРС E_{rs} з частотою f_r . Струм обмотки ротора I_r має таку саму частоту f_r .

Схема заміщення кола обмотки реального обертового ротора містить активний опір фазної обмотки ротора R_r та індуктивний опір розсіяння обмотки обертового ротора $X_{\sigma rs}$ (рис. 4.13).

Індуктивний опір розсіяння $X_{\sigma rs}$ залежить від частоти f_r та індуктивності розсіяння обмотки ротора $L_{\sigma r}$,

$$X_{\sigma rs} = 2\pi \cdot f_r \cdot L_{\sigma r} = 2\pi \cdot f_s \cdot s \cdot L_{\sigma r} = X_{\sigma r} \cdot s, \quad (4.69)$$

де $X_{\sigma r}$ – індуктивний опір розсіяння незведеної обмотки ротора.

Зі схеми заміщення (див. рис. 4.13) струм реального обертового ротора з підстановкою (4.66) та (4.69)

$$I_r = \frac{E_{rs}}{\sqrt{R_r^2 + X_{\sigma rs}^2}} = \frac{E_r \cdot s}{\sqrt{R_r^2 + (X_{\sigma r} \cdot s)^2}} = \frac{E_r}{\sqrt{\left(\frac{R_r}{s}\right)^2 + X_{\sigma r}^2}}. \quad (4.70)$$

У результаті перетворення (4.70) в чисельнику отримується ЕРС нерухомого ротора E_r з частотою f_s , у знаменнику – індуктивний опір розсіяння нерухомого ротора $X_{\sigma r}$, який визначається частотою f_s , та величина $\frac{R_r}{s}$, яка є деяким новим опором (рис. 4.14).

Схеми заміщення обертового незведеного та нерухомого незведеного роторів (рис. 4.13 та 4.14) нееквівалентні в енергетичному відношенні. Еквівалентування схем заміщення відбувається через порівнювання активних потужностей.

Активна потужність для схеми з рис. 4.12 за фізичним змістом є електричними втратами обмотки ротора (4.42):

$$P' = m_r \cdot I_r^2 \cdot R_r = P_{elr}. \quad (4.71)$$

Активна потужність для схеми з рис. 4.14

$$P'' = m_r \cdot I_r^2 \cdot \frac{R_r}{s}. \quad (4.72)$$

Відношення активних потужностей за обома схемами заміщення з (4.71) та (4.72):

$$\frac{P'}{P''} = \frac{m_r \cdot I_r^2 \cdot R_r}{m_r \cdot I_r^2 \cdot \frac{R_r}{s}} = s = \frac{P_{elr}}{P''}. \quad (4.73)$$

З порівняння (4.55) та (4.73) випливає, що потужність P'' є електромагнітною потужністю:

$$P'' = P_{em}. \quad (4.74)$$

З енергетичної діаграми (див. рис. 4.12, а), рівнянь (4.74), (4.72), (4.71) виходить, що механічна потужність

$$P_m = P_{em} - P_{elr} = m_r \cdot I_r^2 \cdot \frac{R_r}{s} - m_r \cdot I_r^2 \cdot R_r = m_r \cdot I_r^2 \cdot R_r \cdot \frac{1-s}{s}. \quad (4.75)$$

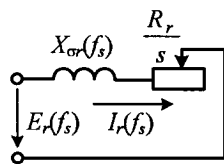


Рисунок 4.14 – Схема заміщення кола обмотки нерухомого незведеного ротора

Для використання в схемах заміщення асинхронної машини опір $R_r \cdot \frac{1-s}{s}$ виділяється окремо, зважаючи на те, що $\frac{R_r}{s} = R_r + R_r \cdot \frac{1-s}{s}$

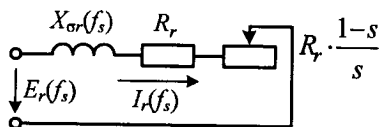


Рисунок 4.15 – Перетворена схема заміщення кола обмотки нерухомого незведеного ротора

(рис. 4.15).

Рівняння напруг обмотки ротора складається за другим законом Кірхгофа з урахуванням принципів зведення величин обмотки статора до величин обмотки ротора, що отримані для нерухомого ротора (див. п. 4.5.2):

$$\underline{E}'_r = \underline{I}'_r R'_r + j \underline{I}'_r X'_{\sigma r} + \underline{I}'_r R'_r \cdot \frac{1-s}{s}. \quad (4.76)$$

4.8. Т-подібна схема заміщення асинхронної машини

Схема заміщення асинхронної машини складається при заміні реального обертового ротора еквівалентним нерухомим. У цьому разі частоти струмів обмоток статора і ротора однакові та дорівнюють f_s . У схемі заміщення асинхронної машини з нерухомим ротором та замкненою накоротко обмоткою ротора (див. рис. 4.7) замінюються елементи, що заміщують елементи обмотки ротора, за принципами, викладеними в підрозд. 4.7. Параметри обмотки ротора зводяться до параметрів обмотки статора.

Окремі елементи схеми заміщення (рис. 4.16) відображають процеси, що відбуваються в асинхронній машині.

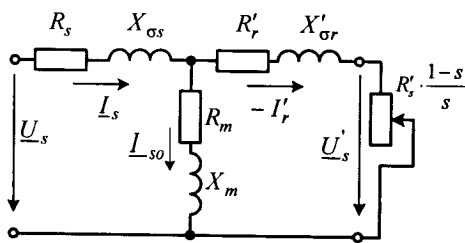


Рисунок 4.16 – Розгорнута Т-подібна схема заміщення асинхронної машини

Активні опори схеми заміщення R_s , R'_r , R_m відображають процес перетворення електричної енергії на теплову. Ці опори відбивають існування втрат потужності в асинхронній машині:

➤ R_s – активний опір фазної обмотки статора.

Втрати потужності в цьому опорі від струму I_s є електричними втратами обмотки статора;

➤ R'_r – зведений активний опір фазної обмотки ротора. Втрати потужності в цьому опорі від струму I'_r є електричними втратами обмотки ротора;

➤ R_m – фіктивний активний опір, що відбиває існування магнітних втрат в осерді статора,

$$R_m = \frac{P_{mag}}{m_s \cdot I_{so}^2}; \quad (4.77)$$

➤ $R'_r \cdot \frac{1-s}{s}$ – фіктивний активний опір, що відображає основну функцію двигуна – перетворення електричної енергії на механічну.

Втрати потужності в фіктивному активному опорі $R'_r \cdot \frac{1-s}{s}$ від струму I'_r числово дорівнюють механічній потужності двигуна,

$$P_m = m_s \cdot I_r'^2 \cdot R'_r \cdot \frac{1-s}{s}. \quad (4.78)$$

Індуктивні опори $X_{\sigma s}$, $X'_{\sigma r}$, X_m відбивають перетворення електричної енергії на енергію магнітного поля. Ці опори відображають існування магнітних потоків:

➤ $X_{\sigma s}$ – індуктивний опір розсіяння обмотки статора, відбиває існування магнітного потоку розсіяння обмотки статора $\Phi_{\sigma s}$;

➤ $X'_{\sigma r}$ – зведений індуктивний опір розсіяння обмотки ротора, відображає існування магнітного потоку розсіяння обмотки ротора $\Phi_{\sigma r}$;

➤ X_m – головний індуктивний опір взаємодії статора та ротора, відображає існування основного магнітного потоку Φ_{δ} . Величина опору X_m визначається за (3.121).

Опори R_m та X_m створюють вітку намагнічування, опори R'_r , $X'_{\sigma r}$, $R'_r \cdot \frac{1-s}{s}$ – робочу вітку.

Якщо згорнути активні і індуктивні опори по вітках схеми заміщення, то отримується згорнута схема заміщення асинхронної машини (рис. 4.17). Згорнута схема заміщення містить опори:

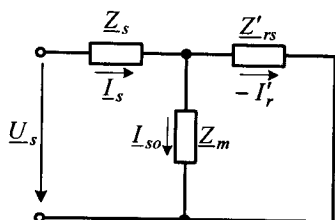


Рисунок 4.17 – Згорнута Т-подібна схема заміщення асинхронної машини

комплексний опір обмотки статора

$$\underline{Z}_s = R_s + jX_{\sigma s}; \quad (4.79)$$

комплексний опір робочої вітки

$$\underline{Z}'_{rs} = \frac{R'_r}{s} + jX'_{\sigma r}; \quad (4.80)$$

комплексний опір вітки намагнічування

$$\underline{Z}_m = R_m + jX_m. \quad (4.81)$$

Параметри схеми заміщення асинхронних машин можуть виражатися у відносних одиницях (в.о.). Базовим є повний опір фазної обмотки статора

$$Z_{\varphi N} = \frac{U_{s\varphi N}}{I_{s\varphi N}}, \quad (4.82)$$

де $U_{s\varphi N}$, $I_{s\varphi N}$ – номінальні фазні напруга та струм обмотки статора відповідно.

Для асинхронних машин параметри схем заміщення у відносних одиницях становлять: активні опори обмотки статора та зведеної обмотки ротора $R_{s*} \approx R'_{r*} = 0,02-0,07$; індуктивні опори розсіяння опори обмотки статора та зведеної обмотки ротора $X_{\sigma s*} \approx X'_{\sigma r*} = 0,08-0,15$; активний опір вітки намагнічування $R_{m*} = 0,08-0,35$; індуктивний опір вітки намагнічування $X_{m*} = 2-4$.

Асинхронним машинам більшої потужності відповідають більші значення індуктивних опорів і менші значення активних опорів.

4.9. Г-подібна схема заміщення асинхронної машини

Для спрощення розрахунків характеристик асинхронних машин використовується Г-подібна схема заміщення. У Г-подібній схемі заміщення вітка намагнічування та робоча вітка вмикаються паралельно між собою, на них підводиться напруга U_s . Струм обмотки статора розподіляється між віткою намагнічування та робочою віткою.

Для переходу від Т-подібної схеми заміщення до Г-подібної необхідно, щоб струми обмотки статора та струми ідеального неробочого ходу

для обох схем заміщення дорівнювали один одному відповідно:

$$\underline{I}_s = I_{s\Gamma} = I_{s\Gamma'}; \quad (4.83)$$

$$\underline{I}_{soo} = I_{soo\Gamma} = I_{soo\Gamma'}. \quad (4.84)$$

Струм обмотки статора зі згорнутої Т-подібної схеми заміщення (див. рис. 4.17)

$$\underline{I}_s = \frac{\underline{U}_s}{\underline{Z}_s + \frac{\underline{Z}'_{rs} \cdot \underline{Z}_m}{\underline{Z}'_{rs} + \underline{Z}_m}} = \frac{\underline{U}_s \cdot (\underline{Z}'_{rs} + \underline{Z}_m)}{\underline{Z}_s \cdot \underline{Z}'_{rs} + \underline{Z}_s \cdot \underline{Z}_m + \underline{Z}'_{rs} \cdot \underline{Z}_m}. \quad (4.85)$$

При ідеальному неробочому ході частоти обертання ротора та магнітного поля статора однакові, $n = n_s$, ковзання $s = 0$. При цьому опір $\underline{Z}'_{rs} = \infty$ (4.80). Це відповідає розімкнутій робочій вітці в Т-подібній схемі заміщення (див. рис. 4.17).

Тоді струм ідеального неробочого ходу

$$\underline{I}_{soo} = \frac{\underline{U}_s}{\underline{Z}_s + \underline{Z}_m} = \frac{\underline{U}_s}{\underline{Z}_m \cdot \left(1 + \frac{\underline{Z}_s}{\underline{Z}_m}\right)}. \quad (4.86)$$

Для перетворення параметрів Т-подібної схеми заміщення до Г-подібної схеми заміщення вводиться коефіцієнт

$$\underline{c} = 1 + \frac{\underline{Z}_s}{\underline{Z}_m}. \quad (4.87)$$

З урахуванням (4.87) струм ідеального неробочого ходу

$$\underline{I}_{soo} = \frac{\underline{U}_s}{\underline{Z}_m \cdot \underline{c}}. \quad (4.88)$$

За принципами складання Г-подібної схеми заміщення струм обмотки статора I_s складається зі струму ідеального неробочого ходу \underline{I}_{soo} , який протікає по вітці намагнічування, та струму робочої вітки ($-\underline{I}''_r$):

$$\underline{I}_s = \underline{I}_{soo} + (-\underline{I}''_r). \quad (4.89)$$

З (4.89), (4.85), (4.86) струм робочої вітки Г-подібної схеми

$$-\underline{I}''_r = \underline{I}_s - \underline{I}_{soo} =$$

$$= \frac{U_s}{Z_s \cdot \left(1 + \frac{Z_s}{Z_m}\right) + Z'_{rs} \cdot \left(1 + \frac{Z_s}{Z_m}\right)^2} = \frac{U_s}{c \cdot Z_s + c^2 \cdot Z'_{rs}}. \quad (4.90)$$

За рівняннями (4.86), (4.89), (4.90) будується Г-подібна схема заміщення асинхронної машини (рис. 4.18, 4.19).

Г-подібна схема заміщення має дві вітки:

1) вітку намагнічування з опорами R_s , $X_{\sigma s}$, R_m , X_m , по яких протікає струм ідеального неробочого ходу I_{soo} ;

2) робочу вітку з опорами $c \cdot R_s$, $c \cdot X_{\sigma s}$, $c^2 \cdot R'_r$, $c^2 \cdot X'_{\sigma r}$, $c^2 \cdot R'_r \cdot \frac{1-s}{s}$, по яких протікає струм зведеної обмотки ротора ($-I''_r$).

Різниця між струмами реального неробочого ходу I_{so} та ідеального неробочого ходу I_{soo} , які протікають по вітках намагнічування Т-подібної та Г-подібної схем заміщення, відповідно, обумовлює різницю між струмами I'_r і I''_r . Але різниця між струмами дуже мала.

Через те що активні опори R_s і R_m набагато менші за індуктивні опори $X_{\sigma s}$ і X_m , коефіцієнт c можна виражати через індуктивні опори:

$$c = 1 + \frac{Z_s}{Z_m} \approx 1 + \frac{X_{\sigma s}}{X_m}. \quad (4.91)$$

Для асинхронних машин величина опору $X_m \approx (20-50) X_{\sigma s}$. Тому коефіцієнт $c = 1,02-1,05$. На практиці для інженерних розрахунків іноді приймають $c = 1$.

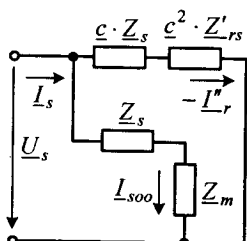


Рисунок 4.18 – Згорнута Г-подібна схема заміщення асинхронної машини

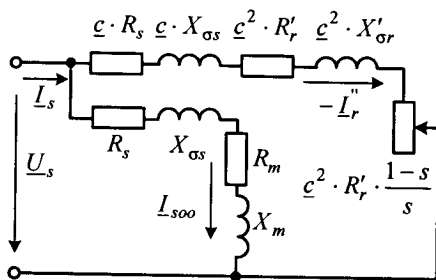


Рисунок 4.19 – Розгорнута Г-подібна схема заміщення асинхронної машини

Співвідношення між опорами R'_r і $R'_r \cdot \frac{1-s}{s}$ залежить від величини ковзання s : чим менша величина s , тим більший опір $R'_r \cdot \frac{1-s}{s}$. Наприклад, при $s=0,01$ (що приблизно відповідає номінальним значенням) $\frac{1-s}{s} = \frac{1-0,01}{0,01} = 99$, а величина $R'_r \cdot \frac{1-s}{s} = 99 \cdot R'_r$.

Кут між векторами струму та ЕРС обмотки ротора ψ_r , у режимах номінальних і близьких до номінальних дуже малий, $\psi_r = 1-7^\circ$. Це означає, що опір кола обмотки ротора у цих режимах практично суто активний.

4.11. Електромагнітний момент асинхронної машини

Для отримання загальної формули електромагнітного моменту асинхронної машини при реальному обертовому незведеному роторі до виразу (4.54) підставляються (4.71), (4.49), (4.70), (4.15), (4.18), (4.8) та виконуються математичні перетворення.

Тоді електромагнітний момент

$$M_{em} = \frac{p \cdot m_r \cdot N_r \cdot K_{Wr}}{\sqrt{2}} \cdot \Phi_{\delta \max} \cdot I_r \cdot \cos \psi_r. \quad (4.92)$$

Числові величини та величини, що характеризують обмотку ротора, об'єднуються до величини, яка називається сталою моменту. Стала моменту асинхронної машини

$$C_M = \frac{p \cdot m_r \cdot N_r \cdot K_{Wr}}{\sqrt{2}}. \quad (4.93)$$

Отримується загальна формула електромагнітного моменту електричної машини:

$$M_{em} = C_M \cdot \Phi_{\delta \max} \cdot I_r \cdot \cos \psi_r. \quad (4.94)$$

Ця формула має значення не тільки для асинхронної машини, але і для інших типів електричних машин змінного струму.

Добуток $I_r \cdot \cos \psi_r$ є активною складовою струму обмотки ротора I_{ra} . Тобто електромагнітний момент створюється тільки активною складовою

струму ротора:

$$M_{em} = C_M \cdot \Phi_{\delta \max} \cdot I_{ra} \cdot \quad (4.95)$$

Електромагнітний момент визначається електромагнітною силою, що діє на провідники обмотки ротора. Її миттєве значення

$$f_{em} = B_{\delta} \cdot i_r \cdot l. \quad (4.96)$$

При синусоїдному розподілі магнітної індукції уздовж кола статора $B_{\delta}(x)$ розподіл ЕРС ротора $e_r(x)$ є також синусоїдним та збігається за фазою з розподілом $B_{\delta}(x)$ (рис. 4.21). Розподіл струму ротора уздовж кола статора $i_r(x)$ є також синусоїдним, але через активно-індуктивний характер електричного кола обмотки ротора струм $i_r(x)$ відстає від ЕРС $e_r(x)$ на деякий кут ψ_r . Це означає, що розподіл струму $i_r(x)$ зсунуто відносно розподілу магнітної індукції $B_{\delta}(x)$ на той самий кут ψ_r . Куту ψ_r відповідає просторова координата $\frac{\tau_p}{\pi} \cdot \psi_r$.

Розподіл $f_{em}(x)$ отримується множенням розподілів $B_{\delta}(x)$ і $i_r(x)$ уздовж координати x .

На проміжках $\left(\tau_p - \frac{\tau_p}{\pi} \cdot \psi_r \right)$ (рис. 4.21) або при куті $(\pi - \psi_r)$ електромагнітні сили є додатними та своєю сукупною дією створюють електромагнітний обертальний момент M'_{em} . На проміжках $\left(\frac{\tau_p}{\pi} \cdot \psi_r \right)$ або на відповідному йому куті ψ_r електромагнітні сили є від'ємними та створюють електромагнітний гальмівний момент M''_{em} .

Результуючий момент

$$M_{em} = M'_{em} - M''_{em} \cdot \quad (4.97)$$

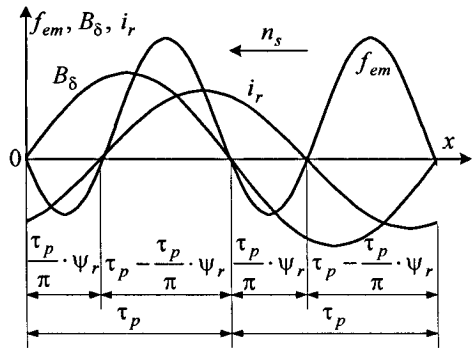


Рисунок 4.21 – Розподіл електромагнітної сили асинхронної машини уздовж кола статора

Чим більший кут ψ_r , тим менший результуючий момент M_{em} . Якщо кут $\psi_r = \frac{\pi}{2}$, тобто коло обмотки ротора суто індуктивне, а струм обмотки ротора суто реактивний, тоді обертальний момент M'_{em} дорівнює гальмівному M''_{em} , та результуючий момент дорівнює нулю. Таким чином, реактивний струм не створює електромагнітного моменту, що відповідає формулі моменту (4.95).

4.12. Механічна (внутрішня) характеристика асинхронної машини

Механічною (внутрішньою) характеристикою асинхронної машини є залежність електромагнітного моменту від ковзання $M_{em}(s)$ при незмінних напрузі та частоті живильної мережі.

Для отримання аналітичної залежності $M_{em}(s)$ реальний обертовий ротор замінюється еквівалентним нерухожим, обмотка ротора зводиться до обмотки статора, використовується Г-подібна схема заміщення (див. рис. 4.19).

З Г-подібної схеми заміщення струм I_r'' при коефіцієнті $c = 1$:

$$I_r'' = \frac{U_s}{\sqrt{\left(R_s + \frac{R_r'}{s}\right)^2 + (X_{\sigma s} + X_{\sigma r}')^2}}. \quad (4.98)$$

Електричні втрати ротора

$$P_{elr} = m_s \cdot (I_r'')^2 \cdot R_r'. \quad (4.99)$$

При підстановці (4.98) до (4.99), а потім до (4.54), а також (4.49) до (4.54) отримується аналітична залежність механічної (внутрішньої) характеристики $M_{em}(s)$:

$$M_{em} = \frac{p \cdot m_s \cdot U_s^2 \cdot \frac{R_r'}{s}}{2\pi f_s \cdot \left[\left(R_s + \frac{R_r'}{s}\right)^2 + (X_{\sigma s} + X_{\sigma r}')^2 \right]}. \quad (4.100)$$

За умов, що напруга $U_s = \text{const}$, частота $f_s = \text{const}$ та незмінних параметрах схеми заміщення, електромагнітний момент є функцією тільки ковзання $M(s)$. При значеннях ковзання значно менше 1, $s \ll 1$ (ковзання, які близькі до номінальних), частота перемагнічування ротора буде дуже малою відповідно до (4.65). У знаменнику (4.100) визначальним є член $\frac{R'_r}{s}$. Отже,

$$M_{em} \approx \frac{p \cdot m_s \cdot U_s^2 \cdot \frac{R'_r}{s}}{2\pi \cdot f_s \cdot \left(\frac{R'_r}{s}\right)^2} = \frac{p \cdot m_s \cdot U_s^2}{2\pi \cdot f_s \cdot R'_r} \cdot s. \quad (4.101)$$

Величини моменту M_{em} та ковзання s пов'язані лінійно.

При значеннях ковзання, близьких до 1, $s \approx 1$ (область пуску), частота перемагнічування ротора буде близькою до частоти струму обмотки статора відповідності до (4.65), $f_r \approx f_s$. У знаменнику (4.100) визначальним є член $(X_{\sigma s} + X'_{\sigma r})^2$. Отже,

$$M_{em} \approx \frac{p \cdot m_s \cdot U_s^2 \cdot \frac{R'_r}{s}}{2\pi \cdot f_s \cdot (X_{\sigma s} + X'_{\sigma r})^2} = \frac{p \cdot m_s \cdot U_s^2 \cdot R'_r}{2\pi \cdot f_s \cdot (X_{\sigma s} + X'_{\sigma r})^2} \cdot \frac{1}{s} = B \cdot \frac{1}{s}. \quad (4.102)$$

У цілому можна вважати, що залежність $M_{em}(s)$ є сукупністю лінійної залежності при $s < s_{cr}$ та приблизно гіперболічної залежності $s > s_{cr}$, де s_{cr} – критичне ковзання, що відповідає максимальному моменту M_{max} .

Механічна (внутрішня) характеристика $M_{em}(s)$ може бути побудована за (4.100) (рис. 4.22).

Для визначення величини критичного ковзання s_{cr} береться похідна на $\frac{dM_{em}}{ds}$ виразу (4.100) та прирівнюється до нуля. Таким чином, можна отримати, що величина критичного ковзання залежить від активних опорів та індуктивних опорів розсіяння обмоток статора і ротора:

$$s_{cr} = \pm \frac{R'_r}{\sqrt{R_s^2 + (X_{\sigma s} + X'_{\sigma r})^2}}. \quad (4.103)$$

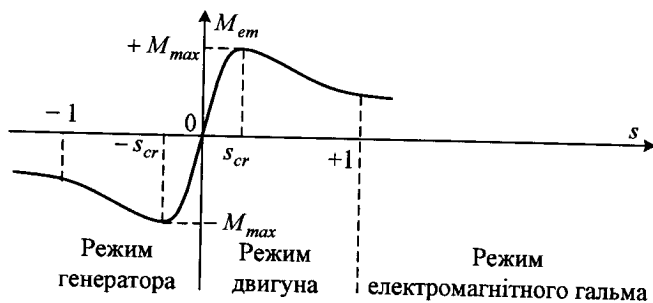


Рисунок 4.22– Механічна (внутрішня) характеристика асинхронної машини

При нехтуванні малою величиною R_s

$$s_{cr} = \pm \frac{R_r'}{X_{cs} + X_{cr}'}. \quad (4.104)$$

При підстановці (4.103) або (4.104) до (4.100) отримується вираз для величини максимального моменту:

$$M_{max} = \frac{p \cdot m_s \cdot U_s^2}{4\pi f_s \left(\pm R_s + \sqrt{R_s^2 + (X_{cs} + X_{cr}')^2} \right)} \approx \frac{p \cdot m_s \cdot U_s^2}{4\pi f_s (X_{cs} + X_{cr}')}. \quad (4.105)$$

Знак «+» в (4.103), (4.104), (4.105) при величині R_s відповідає режиму двигуна, знак «-» – режиму генератора. Момент M_{max} у режимі генератора більший, ніж у режимі двигуна, через знак при R_s .

Вираз для величини пускового моменту асинхронного двигуна отримується при підстановці до (4.100) $s = 1$:

$$M_1 = \frac{p \cdot m_s \cdot U_s^2 \cdot R_r'}{2\pi f_s \left[(R_s + R_r')^2 + (X_{cs} + X_{cr}')^2 \right]}. \quad (4.106)$$

Через те що режим двигуна має найбільше значення, цей режим розглядається детальніше.

У реальному обертовому роторі при ковзанні $s = 0$ ЕРС $E_{rs} = 0$, струм $I_r = 0$. Отже, згідно з (4.94), величина моменту $M_{em} = 0$. При зрос-

танні ковзання s збільшується частота f_r (4.65), ЕРС E_{rs} (4.66) також збільшується. Отже, струм I_r (4.70) також збільшується, що призведе до збільшення моменту M_{em} (4.94) (рис. 4.23).

На ділянці ковзання $s = [0; s_{cr}]$ інтенсивність зростання струму I_r дуже велика. На цій ділянці зі зростанням величини s момент M_{em} збільшується до максимального M_{max} . Але збільшення ковзання s призводить до збільшення частоти f_r та індуктивного опору X_{ors} (4.69). У свою чергу кут ψ_r також буде зростати. При цьому $\cos \psi_r$ буде зменшуватися. Швидкість зростання моменту M_{em} залежить від співвідношення інтенсивності збільшення струму I_r та інтенсивності зменшення $\cos \psi_r$.

На ділянці ковзання $s = [s_{cr}; 1]$ струм I_r зростає через збільшення опору X_{ors} . Тому визначальним є зменшення $\cos \psi_r$, тобто, незважаючи на збільшення струму I_r , що продовжується, його активна складова зменшується, що призводить до зменшення моменту M_{em} .

Для визначення механічної (внутрішньої) характеристики $M_{em}(s)$ в інженерних розрахунках застосовується формула Клоса:

$$M_{em} = \frac{2M_{max}}{\frac{s}{s_{cr}} + \frac{s_{cr}}{s}}. \quad (4.107)$$

Зручність користування формулою Клоса пояснюється тим, що значення M_{max} та s_{cr} для асинхронних двигунів загальнопромислового призначення наводяться у каталогах. Але збіг механічних (внутрішніх) характеристик, розрахованих за (4.100) та (4.107), відбувається тільки на ділянці ковзання $s = [0; s_{cr}]$.

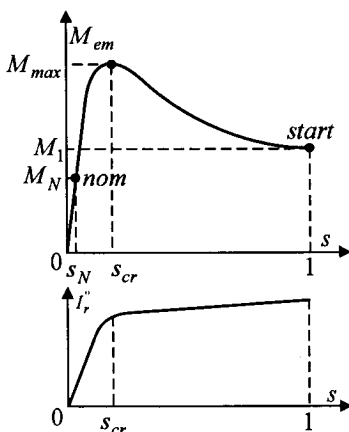


Рисунок 4.23 – Залежності електромагнітного моменту та струму ротора від ковзання

4.13. Механічна характеристика асинхронного двигуна

Механічною характеристикою будь-якого електричного двигуна є залежність частоти обертання від моменту на валу $n(M)$ при незмінних підведеній напрузі, $U_s = \text{const}$, та частоті живильної мережі, $f = \text{const}$. Механічна характеристика $n(M)$ є однією з найважливіших характеристик для будь-якого електричного двигуна.

Момент на валу двигуна

$$M = \frac{P}{\Omega}. \quad (4.108)$$

Для асинхронних двигунів, зважаючи на малу відмінність електромагнітної потужності P_{em} від вихідної P , а кутової частоти обертання

магнітного поля обмотки статора Ω_s від кутової частоти обертання ротора Ω , приймається, що момент на валу M приблизно дорівнює електромагнітному моменту M_{em} за (4.51). Тому механічною характеристикою асинхронного двигуна вважається залежність $n(M_{em})$ (рис. 4.24).

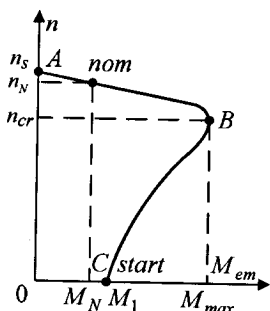


Рисунок 4.24 – Механічна характеристика асинхронного двигуна

Механічна характеристика $n(M_{em})$ отримується з механічної (внутрішньої) характеристики $M_{em}(s)$ перерахуванням величини n за величиною s для відповідних значень моменту M_{em} :

$$n = n_s \cdot (1 - s). \quad (4.109)$$

Робоча точка знаходиться на ділянці AB . Зі зростанням моменту M_{em} на цій ділянці частота обертання n змінюється незначно. Тобто механічна характеристика є жорсткою.

Важливим показником асинхронних двигунів є кратність максимального моменту, яка є відношенням максимального моменту до номінального:

$$K_{Mm} = \frac{M_{max}}{M_N}. \quad (4.110)$$

Величина кратності максимального моменту K_{Mm} характеризує перевантажувальну здатність асинхронного двигуна.

Для асинхронних двигунів загальнопромислового призначення $K_{Mm} = 1,7-2,8$.

При $s = 1$, тобто в режимі пуску, електромагнітний момент дорівнює початковому пусковому моменту, $M_{em} = M_1$. Розрахунковий вираз для моменту M_1 отримується з (4.100) при підстановці $s = 1$:

$$M_1 = \frac{p \cdot m_s \cdot U_s^2 \cdot R_r'}{2\pi \cdot f_s \cdot \left((R_s + R_r')^2 + (X_{\sigma s} + X'_{\sigma r})^2 \right)}. \quad (4.111)$$

Іншим важливим показником асинхронних двигунів є кратність пускового моменту

$$K_{M1} = \frac{M_1}{M_N}. \quad (4.112)$$

Для асинхронних двигунів загальнопромислового призначення $K_{M1} = 0,9-1,4$.

4.14. Стійкість роботи електричних двигунів

Стійкість роботи електричного двигуна розуміють як здатність самостійно, без зовнішнього впливу відновлювати усталений режим роботи після закінчення дії короткочасного збурення (коливання напруги мережі або навантаження на валу), а також здатність двигуна переходити з одного усталеного режиму до іншого услід за зміною навантаження на валу.

Наприклад, асинхронний двигун працює під навантаженням в усталеному режимі з частотою обертання 1450 об/хв. При короткочасному зменшенні навантаження на валу частота обертання збільшилась та стала 1480 об/хв. Потім навантаження на валу відновило своє значення. Двигун самостійно перейде на вихідну частоту обертання 1450 об/хв.

Рівняння рівноваги моментів на валу асинхронного двигуна, як і інших електричних двигунів, записується для постійної та змінної частоти обертання.

1. Частота обертання ротора постійна, $n = \text{const}$, кутова швидкість постійна, $\Omega = \text{const}$.

При постійній частоті обертання обертальний електромагнітний момент двигуна M_{em} врівноважується гальмівним моментом неробочого ходу M_o двигуна та моментом опору з боку навантаження M_{load} , що створюється робочим механізмом, з яким з'єднано двигун.

Рівняння моментів для постійної частоти обертання:

$$M_{em} = M_o + M_{load}. \quad (4.113)$$

Момент M_o обумовлюється механічними та магнітними втратами двигуна, залежно від частоти обертання ротора, $M_o = (0,02-0,06)M_N$.

Сума гальмівних моментів складає повний гальмівний момент, що називається статичним моментом,

$$M_{stat} = M_o + M_{load}. \quad (4.114)$$

Отже, рівняння рівноваги моментів при постійній частоті обертання

$$M_{em} = M_{stat}. \quad (4.115)$$

2. Частота обертання ротора змінюється, $n = \text{var}$, кутова швидкість змінюється, $\Omega = \text{var}$.

Через інерцію обертових мас виникає динамічний момент

$$M_{dyn} = J \frac{d\Omega}{dt}, \quad (4.116)$$

де J – момент інерції ротора та всіх обертових мас, які механічно з'єднані з валом двигуна.

Момент $M_{dyn} > 0$, якщо кутова частота Ω зростає. Момент $M_{dyn} < 0$, якщо Ω зменшується.

Рівняння рівноваги моментів на валу для змінюваної частоти обертання:

$$M_{em} = M_o + M_{load} + M_{dyn} = M_{stat} + M_{dyn}. \quad (4.117)$$

Характер залежності $n(M_{em})$ обумовлюється властивостями двигуна, залежності $n(M_{stat})$ – видом робочого механізму, з яким з'єднано двигун.

В точках A, B, C (рис. 4.25) виконується вимога рівноваги моментів

на валу (4.115). Якщо немає ніяких збурень, то у кожній з цих точок двигун може працювати необмежено довго при постійних частотах обертання ротора, тобто при $n = n_A$ або $n = n_B$, або $n = n_C$. При всіх інших частотах обертання n моменти невірноважені, $M_{em} \neq M_{stat}$, що призводить до зміни частоти обертання.

Точка А. Якщо під дією короткодiючого збурення, починаючи з режиму точки А, частота обертання n зросте, то обертальний момент M_{em} стане меншим за гальмівний момент M_{stat} . Частота обертання n під дією надлишку гальмівного моменту M_{stat} зменшиться аж до повернення до точки А, де знов настає рівновага моментів (4.115).

Якщо, починаючи з режиму точки А, частота обертання n зменшиться, то обертальний момент M_{em} стане більшим за гальмівний M_{stat} , частота обертання n збільшуватиметься аж до точки А.

Таким чином, для точки А характерно: після закінчення дії збурення двигун самостійно, без зовнішнього регулюючого впливу повертається до вихідного усталеного режиму. Тобто в точці А двигун працює стійко.

Точка В. Якщо під дією короткодiючого збурення, починаючи з режиму точки В, частота обертання n збільшиться, то на валу виникає надлишок обертального моменту M_{em} , під дією якого частота обертання ротора n продовжує зростати аж до переходу в точку А, де робота двигуна стійка.

Якщо, починаючи з режиму точки В, частота обертання n зменшиться, то на валу виникає надлишок гальмівного моменту M_{stat} , під дією якого частота обертання n зменшуватиметься аж до переходу до точки С, де робота двигуна стійка. Таким чином, робота двигуна в точці В є нестійкою в умовах дії збурень.

Точка С. Якщо під дією короткодiючого збурення, починаючи з режиму точки С, частота обертання n збільшиться, то обертальний момент

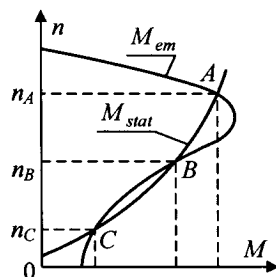


Рисунок 4.25 – Приклад змінювання електромагнітного та статичного моментів

M_{em} стане меншим за гальмівний момент M_{stat} . Частота обертання n під дією надлишку гальмівного моменту M_{stat} зменшується аж до повернення до точки C , де знов настає рівновага моментів (4.115).

Якщо під дією короткодючого збурення, починаючи з режиму точки C , частота обертання n зменшиться, то обертальний момент M_{em} стане більшим за гальмівний M_{stat} , тобто на валу діє надлишок обертального моменту. Частота обертання n збільшуватиметься аж до точки C . Тобто робота двигуна в точці C є стійкою (аналогічно точці A).

Частота обертання ротора в точці C n_C близька до нуля. ККД ротора відповідно до (4.60) дуже низький. Також у точці C низьким є ККД двигуна в цілому. Струми обмоток статора та ротора дуже великі, тривала робота в точці C неприпустима за вимогами нагріву.

Виходячи з вигляду залежностей $n(M_{em})$ і $n(M_{stat})$, формулюється умова стійкості роботи двигуна:

$$\frac{dM_{em}}{dn} < \frac{dM_{stat}}{dn}. \quad (4.118)$$

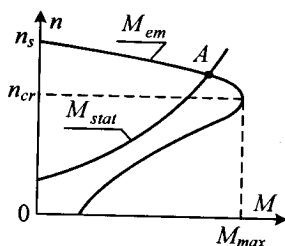


Рисунок 4.26 – Приклад вибору навантаження асинхронного двигуна для стійкої роботи

Під час вибору навантажень двигуна слід прагнути до того, щоб була тільки одна точка перетину характеристик $n(M_{em})$ та $n(M_{stat})$ й тільки на ділянці стійкої роботи. Тобто робоча точка повинна знаходитися на ділянці характеристики, яка відповідає частотам обертання ротора від n_s до n_{cr} , де забезпечується стійка робота двигуна (рис. 4.26).

4.15. Електромагнітні моменти від вищих гармонік МРС

4.15.1. Загальні положення

Кожна з вищих гармонік МРС створює своє обертове магнітне поле. Кожне обертове магнітне поле створює свій електромагнітний момент. Ці моменти поділяються на асинхронні та синхронні. Найбільш істотні ці моменти при ковзаннях, близьких до 1.

4.15.2. Асинхронні моменти

З вищих гармонік МРС найбільш істотними є п'ята та сьома. Фізичний процес виникнення електромагнітного моменту для вищих гармонік МРС такий самий, як і для першої гармоніки МРС. Тому можна вважати, що результуючий електромагнітний момент на валу є сумою моментів від дії першої M_{em1} та вищих гармонік M_{em5} , M_{em7} і т. д.:

$$M_{em\Sigma} = M_{em1} + M_{em5} + M_{em7} + \dots \quad (4.119)$$

Наявність моментів від вищих гармонік призводить до викривлення залежності $M_{em}(s)$, отриманої для першої гармоніки.

Для першої гармоніки момент $M_{em1} = 0$ при частоті обертання ротора $n = n_s$ та ковзанні $s = 0$.

Сьома гармоніка створює прямо обертову хвилю МРС з частотою обертання $\frac{n_s}{7}$ (див. табл. 3.6). Якщо ротор обертається з частотою $n = \frac{n_s}{7}$, то провідники обмотки ротора стають нерухомими відносно магнітного поля сьомої гармоніки. ЕРС у роторі цим магнітним полем не індукується. Струм в обмотці ротора відсутній, електромагнітний момент від сьомої гармоніки $M_{em7} = 0$ при ковзанні

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} = \frac{n_s - \frac{n_s}{7}}{n_s} = \frac{6}{7}. \quad (4.120)$$

П'ята гармоніка створює зворотно обертову хвилю МРС з частотою обертання $\left(-\frac{n_s}{5}\right)$ (див. табл. 3.6). Якщо ротор обертається з частотою $n = \left(-\frac{n_s}{5}\right)$, то провідники обмотки ротора стають нерухомими відносно магнітного поля п'ятої гармоніки. ЕРС у роторі цим магнітним полем не індукується. Струм в обмотці ротора відсутній, електромагнітний момент від п'ятої гармоніки $M_{em5} = 0$ при ковзанні

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} = \frac{n_s - \left(-\frac{n_s}{5}\right)}{n_s} = \frac{6}{5}. \quad (4.121)$$

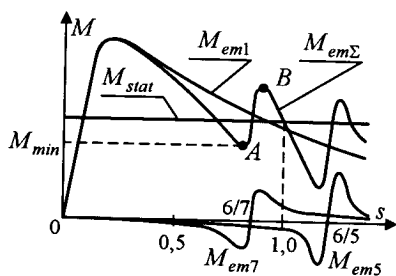


Рисунок 4.27 – Механічна (внутрішня) характеристика асинхронного двигуна з урахуванням електромагнітних моментів від дії вищих гармонік

момент M_{em5} є гальмівним, в діапазоні від $\frac{6}{5}$ і вище – обертальним.

Через дію моментів від вищих гармонік МРС у кривій результуючого моменту $M_{em\Sigma}$ утворюється провал. Наявність провалу в кривій результуючого моменту $M_{em\Sigma}(s)$ ускладнює вихід двигуна в номінальний режим. Ділянка AB є ще однією ділянкою стійкої роботи двигуна, тому при розгоні двигуна можливо «застрягання» двигуна на ділянці AB . Тут ковзання становить близько 0,86, а тому струми ротора та статора значні. Неминуче перегрівання та відключенні двигуна від мережі. Мінімальний момент на другій ділянці стійкої роботи повинен перевищувати 80 % номінального моменту, $M_{min} \geq 0,8M_N$. Засобами боротьби з асинхронними моментами від вищих гармонік МРС є розподілення обмотки, укорочення кроку обмотки, скіс пазів.

У асинхронних двигунів із короткозамкненим ротором обмотковий коефіцієнти для всіх гармонік МРС обмотки ротора дорівнюють 1, у асинхронних двигунів з фазним ротором – значно менші 1. Отже, дія електромагнітних моментів від вищих гармонік МРС у асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором значно більша, ніж у асинхронних двигунів із фазним ротором.

4.15.3. Синхронні моменти

Синхронні моменти виникають від взаємодії зубцевих гармонік МРС статора F_{zs} і ротора F_{zr} , які мають однаковий порядок, $v_{zs} = v_{zr}$. Син-

У діапазоні величин ковзання s від 0 до $\frac{6}{7}$ електромагнітний момент M_{em7} від'ємний, тобто гальмівний (рис. 4.27). В діапазоні величин ковзання s від $\frac{6}{7}$ до 1 електромагнітний момент M_{em7} додатний, тобто обертальний.

Аналогічно для п'ятої гармоніки в діапазоні величин ковзання s від 0 до $\frac{6}{5}$ електромагнітний

хронний момент з'являється тільки на одній частоті обертання. Величина та знак синхронного моменту буде залежати від взаємного положення осей хвиль магнітної індукції гармонік статора і ротора протилежної полярності.

Згідно з (3.50) номери зубцевих гармонік для статора та ротора відповідно

$$v_{zs} = \frac{Q_s}{p} \pm 1; \quad (4.122)$$

$$v_{zr} = \frac{Q_r}{p} \pm 1. \quad (4.123)$$

Для запобігання виникнення синхронних моментів необхідно, щоб $v_{zs} \neq v_{zr}$. Тобто, при дорівнюванні (4.122) до (4.123), отримується правило для проектування асинхронних двигунів:

$$Q_s \neq Q_r. \quad (4.124)$$

Вищі гармоніки МРС обмоток статора та ротора, що мають однако- вий порядок, повинні бути незалежні одна від одної, тобто жодна з них не є результатом дії іншої. Синхронний момент M_{syn} виникає внаслідок взаємодії різноіменних полюсів магнітного поля обмоток статора і рото- ра.

Синусоїдний розподіл магнітної індукції від дії гармонік МРС F_{zs} і F_{zr} замінюється явно вираженими полюсами на статорі та роторі одна- кової кількості (рис. 4.28).

Якщо при роботі асинхронної машини осі полюсів статора мають зсув відносно осей полюсів ротора за напрямком обертання, то синхрон- ний момент обертальний (рис. 4.28, а), якщо навпаки, то гальмівний (рис. 4.28, б),. Якщо осі полюсів статора і ротора збігаються, то синхрон- ний момент дорівнює нулю (рис. 4.28, в), тому що в цьому випадку сили взаємодії різно- йменних полюсів статора і ротора чисто радіальні (радіальні сили моменту не створюють).

Синхронні моменти вини- кають не завжди, а тільки при

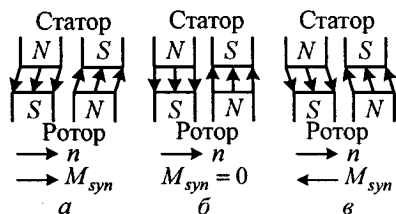


Рисунок 4.28 – Взаємодія полюсів магнітних полів статора та ротора

певному співвідношенні кількості пазів статора і ротора.

Приклад 1. Для чотириполюсної асинхронної машини (синхронна частота обертання $n_s = 1500$ об/хв) з кількістю пазів статора $Q_s = 24$ і ротора $Q_r = 28$, тобто $Q_r - Q_s = 2p$, номери зубцевих гармонік МРС обмоток статора (4.122) та ротора (4.123) відповідно:

$$v_{zs} = \frac{Q_s}{p} + 1 = \frac{24}{2} + 1 = 13 \text{ — прямо обертова хвиля};$$

$$v_{zs} = \frac{Q_s}{p} + 1 = \frac{24}{2} - 1 = 11 \text{ — зворотно обертова хвиля};$$

$$v_{zr} = \frac{Q_r}{p} + 1 = \frac{28}{2} + 1 = 15 \text{ — прямо обертова хвиля};$$

$$v_{zr} = \frac{Q_r}{p} - 1 = \frac{28}{2} - 1 = 13 \text{ — зворотно обертова хвиля}.$$

Однаковий порядок 13 мають прямо обертова гармоніка МРС, що створюється обмоткою статора, та зворотно обертова гармоніка МРС, що створюється обмоткою ротора.

Частота обертання вищої гармоніки МРС обмотки статора порядку 13 відносно нерухомого статора за (3.83) $n_{s13} = \frac{n_s}{13}$.

Частота обертання вищої гармоніки МРС обмотки ротора порядку 13 відносно ротора за (3.83) з урахуванням (4.67) та напрямку обертання

$$n_{rF13} = -\frac{n_{rF}}{13} = -\frac{n_s - n}{13}.$$

Частота обертання вищої гармоніки МРС обмотки ротора порядку 13 відносно статора $n_{r13} = n + n_{rF13} = n - \frac{n_s - n}{13}$.

Синхронний момент від взаємодії цих гармонік МРС буде діяти, коли гармоніки нерухомі одна відносно одної, тобто $n_{s13} = n_{r13}$. Тоді

$$\frac{n_s}{13} = n - \frac{n_s - n}{13}. \text{ Звідки } n = \frac{n_s}{7} = \frac{1500}{7} = 214 \text{ об/хв. Тільки на цій частоті}$$

обертання буде діяти синхронний момент. Це відповідає ковзанню за

$$(4.1) s = \frac{1500 - 214}{1500} = 0,857 \text{ (рис. 4.29). Синхронний момент виникає на ча-}$$

стогах обертання, близьких до ділянки пуску.

Наявність синхронного моменту ускладнює пуск двигуна. Але через

інерцію обертових мас ротор при розгоні «проскакує» частоту обертання 214 об/хв та продовжує розгін.

Співвідношення кількості пазів статора і ротора, при якому $Q_r - Q_s = \pm 2p$ є небажаним та не рекомендується до застосування.

Приклад 2. Для чотириполюсної асинхронної машини (синхронна частота обертання $n_s = 1500$ об/хв) з однаковою кількістю пазів статора і ротора $Q_s = Q_r = 24$, номери зубцевих гармонік МРС обмоток статора (4.122) і ротора (4.123):

$$v_{zs} = v_{zr} = \frac{Q_s}{p} + 1 = \frac{Q_r}{p} + 1 = \frac{24}{2} + 1 = 13 \text{ – прямо обертова хвиля;}$$

$$v_{zs} = v_{zr} = \frac{Q_s}{p} - 1 = \frac{Q_r}{p} - 1 = \frac{24}{2} - 1 = 11 \text{ – зворотно обертова хвиля.}$$

Частота обертання вищої гармоніки МРС обмотки статора порядку 13 відносно нерухомого статора за (3.83) $n_{s13} = \frac{n_s}{13}$.

Частота обертання вищої гармоніки МРС обмотки ротора порядку 13 відносно ротора за (3.83) з урахуванням (4.67) та напрямку обертання $n_{rF13} = \frac{n_{rF}}{13} = \frac{n_s - n}{13}$.

Частота обертання вищої гармоніки МРС обмотки ротора порядку 13 відносно статора $n_{r13} = n + n_{rF13} = n + \frac{n_s - n}{13}$. Аналогічно прикладу 1:

$$n_{s13} = n_{r13}. \text{ Тоді } \frac{n_s}{13} = n + \frac{n_s - n}{13}. \text{ Звідки } n = 0, s = 1.$$

Такий самий результат отримується для вищої гармоніки МРС обмоток статора і ротора порядку 11.

Синхронний момент від взаємодії цих гармонік МРС обмоток статора та ротора діє при нерухомому роторі, тобто на самому початку пуску. Наявність цього синхронного моменту призводить до так званого «залипання» ротора, тобто ротор через дію цього синхронного моменту не може прийти в обертання («розвернутися»).

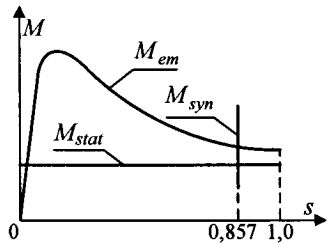


Рисунок 4.29 – Синхронний момент на механічній (внутрішній) характеристиці

Отже, співвідношення $Q_s = Q_r$ категорично неприпустиме. Практикою проектування встановлені рекомендовані співвідношення між кількостями пазів статора Q_s та ротора Q_r , які наводяться в посібниках з проектування асинхронних машин.

4.16. Робочі характеристики асинхронних двигунів

Робочими характеристиками асинхронного двигуна є залежності ковзання s , частоти обертання n , обертового моменту на валу M , струму статора I_s , коефіцієнта потужності $\cos \varphi_s$, вхідної потужності P_{in} , ККД η від вихідної потужності P при незмінних і номінальних вхідній напрузі U_{sN} та частоті живильної мережі f_{sN} . Робочі характеристики показують як змінюються експлуатаційні величини двигуна при збільшенні навантаження від неробочого ходу ($P = 0$) до номінального режиму $P = P_N$

(рис. 4.30).

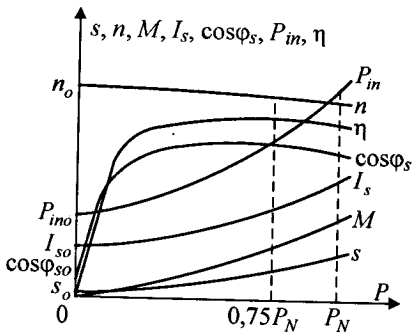


Рисунок 4.30 – Робочі характеристики асинхронного двигуна

1. Залежності $s(P)$ і $n(P)$ пов'язані одна з одною через (4.1).

Для асинхронних двигунів загальнопромислового призначення номінальне ковзання $s_N = 0,005-0,05$ (більші значення ковзання відповідають двигунам меншої потужності).

При неробочому ході ковзання s_0 відмінно від нуля, але значно менше за ковзання s_N . Зі

збільшенням навантаження, тобто потужності P , ковзання зростає, тому частота обертання n буде спадати, але з урахуванням величини s_N цей спад буде незначним, тому залежність $n(P)$ є жорсткою.

2. Залежність $M(P)$ визначається за (4.108). Зважаючи на пряму пропорційність між кутовою частотою Ω та частотою обертання n , а також на незначний спад частоти обертання n , характеристика $M(P)$ є майже лінійною.

При збільшенні навантаження на валу при незмінних напрузі U_s та

частоті f_s момент M_{em} збільшується через зростання активної складової струму обмотки ротора I_{ra} відповідно до (4.95). Зростання активної складової струму обмотки ротора I_{ra} впливає на струм обмотки ротора I_r . При збільшенні струму I_r згідно з (4.24) струм I_s збільшується від режиму неробочого ходу зі струмом I_{so} до номінального режиму зі струмом I_{sN} . Це зумовлює характер залежності $I_s(P)$.

3. *Залежність $\cos \varphi_s(P)$.* На характер залежності $\cos \varphi_s(P)$ впливає одночасна зміна ковзання s , струмів I_s та I_r , кута ψ_r . При зростанні навантаження ковзання s збільшується, одночасно зростають ЕРС E_{rs} (4.66), частота f_r (4.65), опір X_{ors} (4.69), струми I_r (4.70) та I_s (4.24). Через те що струм I_{so} майже суто реактивний, коефіцієнт потужності при неробочому ході $\cos \varphi_{so}$ дуже малий та складає 0,08–0,15.

При малих навантаженнях ковзання s є малим, опір X_{ors} також малий, струм I_r є практично активним.

При зміні навантаження від неробочого ходу до приблизно $0,3P_N$ коефіцієнт $\cos \varphi_s$ швидко зростає, тому що реактивна складова струму I_s практично незмінна через незмінність основного магнітного потоку Φ_δ , а активна складова струму I_s зростає есід за струмом I_r .

Подальший вплив кута ψ_r на кут φ_s та на коефіцієнт потужності $\cos \varphi_s$ ілюструється спрощеною векторною діаграмою (рис. 4.31), де наведено струми I_s та I_r для двох випадків навантаження – $0,5P_N$ (індекс 1) та $1,0P_N$ (індекс 2).

Зі зростанням кута ψ_r збільшується кут φ_s , що призводить до зменшення коефіцієнта потужності $\cos \varphi_s$. У номінальному режимі коефіцієнт потужності $\cos \varphi_{sN} = 0,8–0,9$.

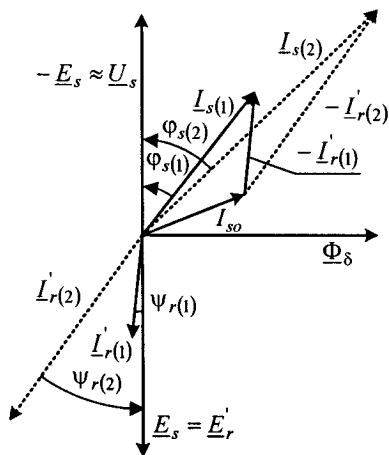


Рисунок 4.31 – Вплив навантаження на коефіцієнт навантаження асинхронного двигуна

4. *Залежність $P_{in}(P)$* . Характер залежності $P_{in}(P)$ змінюється пропорційно добутку $I_s \cdot \cos \varphi_s$ (4.39). Потужність, що споживається з мережі при неробочому ході, P_{ino} витрачається на покриття механічних втрат, магнітних втрат, електричних втрат обмоток статора і ротора, додаткових втрат.

При збільшенні навантаження разом зі зростанням струму обмотки статора I_s зростають електричні та додаткові втрати. Це потребує більшого споживання потужності з мережі.

5. *Залежність $\eta(P)$* подібна залежності ККД трансформаторів. Максимальне значення ККД має місце, коли постійні та змінні втрати потужності дорівнюють одні одним.

Для асинхронних двигунів змінними втратами потужності є сума електричних втрат обмоток статора P_{els} (4.40) та ротора P_{elr} (4.42) і додаткових втрат (4.44).

Постійними втратами потужності є сума механічних P_{mec} та магнітних P_{mag} втрат. Двигуни проектується так, щоб максимальний ККД наставав приблизно при $0,75P_N$, тому що двигуни працюють, як правило, недовантаженими.

4.17. Пуск асинхронних двигунів

4.17.1. Проблеми пуску

У початковий момент пуску частота обертання $n = 0$, ковзання $s = 1$, частоти ротора та статора $f_r = f_s$, ЕРС ротора E_{rs} є максимальною. Струми обмоток ротора і статора значно більші за номінальні. Встановлено, що для асинхронних двигунів загальнопромислового призначення пусковий струм обмотки статора $I_{s1} = (5-7)I_{sN}$. Таким чином, великий пусковий струм є першою проблемою пуску.

Пуск двигуна відбувається, якщо пусковий момент, який розвиває двигун, більший за гальмівний момент на валу, тобто момент навантаження. Чим більший пусковий момент, тим швидше двигун виходить в робочий режим (менший час пуску), тим менші втрати потужності при пуску та менший час перехідного процесу, що підвищує продуктивність робочого механізму, що з'єднано з двигуном.

Таким чином, забезпечення достатнього пускового моменту є другою проблемою пуску.

4.17.2. Способи пуску асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором

4.17.2.1. Прямий пуск

Прямий пуск означає безпосереднє підключення двигуна на повну напругу мережі. На рис. 4.32 асинхронний двигун M вмикається до мережі змінного струму за допомогою вимикача Q . Пусковий струм при цьому досягає $(5-7)I_{сн}$. Тому двигуни проектуються так, щоб без ушкоджень витримувати короткочасний сплеск пускового струму (пуск двигунів малої потужності триває десяти частки секунди, пуск двигунів середньої потужності триває одиниці секунд).

Сплеск пускового струму призводить до зменшення напруги мережі, до якої увімкнені двигуни. Якщо це зменшення перевищує 10 %, то це негативно відображається на інших споживачах, які підключені до мережі. Тому в цих випадках асинхронний двигун вмикають при зниженій напрузі. Це дозволяє зменшити струм, що споживається з мережі під час пуску.

4.17.2.2. Пуск при зниженій напрузі

Існують три способи пуску при зниженій напрузі:

- реакторний пуск;
- автотрансформаторний пуск;
- пуск перемиканням обмотки статора з нормального з'єднання трикутником на пускове з'єднання зіркою.

Реакторний пуск

До кола кожної фазної обмотки статора U, V, W на час пуску асинхронного двигуна M за допомогою вимикача Q вмикаються реактори $L1, L2, L3$, які створюють додаткові реактивні індуктивні опори X_L в колі кожної фазної обмотки двигуна (рис. 4.33).

У кожній фазі реактор утворює з фазною обмоткою подільник напруги: напруга кожної фази розподіляється на реакторі та на фазній обмотці статора:

$$\underline{U}_{сп} = jI_{с1}X_L + \underline{U}_s. \quad (4.125)$$

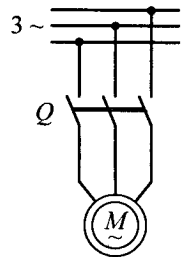


Рисунок 4.32 – Електрична схема прямого пуску асинхронного двигуна

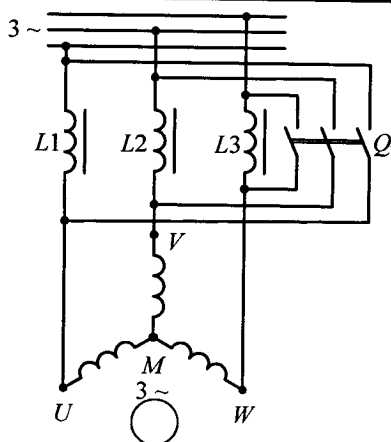


Рисунок 4.33 – Електрична схема реакторного пуску асинхронного двигуна

У міру розгону двигуна пусковий струм I_{s1} знижується, зменшується спад напруги на реакторі $jI_{s1}X_L$, зростає напруга на фазній обмотці статора \underline{U}_s . Після закінчення пуску напруги $\underline{U}_{сп}$ та \underline{U}_s дорівнюють одна одній. Реактор закорочується вимикачем Q .

Величина індуктивного опору реактора X_L обирається так, щоб напруга на фазній обмотці двигуна в початковий момент пуску була приблизно в 2 рази менша за напругу мережі. Тоді пусковий струм також буде меншим у 2 рази

порівняно з прямим пуском.

Автотрансформаторний пуск

На період пуску асинхронний двигун M вмикається до мережі за допомогою знижувального автотрансформатора T , який має 2–3 ступені регулювання напруги (рис. 4.34). Початкова напруга, що підводиться до фазної обмотки статора, приблизно в 2 рази менша за напругу мережі, але споживаний з мережі струм при цьому зменшується в 4 рази: в 2 рази струм зменшується за рахунок зменшення напруги в 2 рази та ще в 2 рази, тому що струм первинної обмотки знижувального автотрансформатора, тобто струм, що споживається з мережі, буде в 2 рази меншим за струм вторинної обмотки, який подається на фазну обмотку статора.

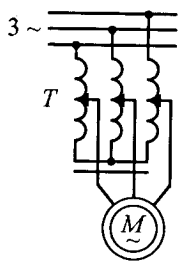


Рисунок 4.34 – Електрична схема автотрансформаторного пуску асинхронного двигуна

У міру розгону двигуна підведена напруга ступенево підвищується через перемикання ступенів регулювання.

Пуск перемиканням обмотки статора з пускового з'єднання за схемою Y на нормальне з'єднання за схемою Δ

Для здійснення цього способу пуску в коробці виведень асинхрон-

ного двигуна повинні бути виведені обмотки статора за схемою Y та Δ .

ного двигуна повинні бути всі 6 виведень фазних обмоток: $U1, U2, V1, V2, W1, W2$. За допомогою перемикача Q (рис. 4.35) здійснюється перемикання з'єднання фазних обмоток асинхронного двигуна M зі схеми Y під час пуску на схему Δ після розгону двигуна.

При з'єднанні фазних обмоток статора за схемою Δ фазна напруга обмотки статора дорівнює лінійній, $U_{сп} = U_{slin}$. При з'єднанні фазних обмоток статора за схемою Y фазна напруга в $\sqrt{3}$ рази менша за лінійну, $U_{сп} = \frac{U_{slin}}{\sqrt{3}}$.

Це дає величину пускового струму в $\sqrt{3}$ рази меншу за струм обмотки статора в номінальному режимі. Крім того, при з'єднанні за схемою Y фазний струм обмотки статора дорівнює лінійному, $I_{сп} = I_{slin}$, а при з'єднанні за схемою Δ в $\sqrt{3}$ рази менший за лінійний, $I_{сп} = \frac{I_{slin}}{\sqrt{3}}$. Це також дає зменшення пускового струму, тобто струму споживаного з мережі, в $\sqrt{3}$ рази. Загалом пусковий струм двигуна знижується в 3 рази.

Загальним недоліком способів пуску при зниженій напрузі є істотне зниження пускового моменту. Електромагнітний момент двигуна M_{em} (4.100) і пусковий момент M_1 (4.106) пропорційні квадрату напруги U_s^2 : зменшення напруги в 2 рази призводить до зменшення пускового моменту в 4 рази. Отже, двигуни зі зниженою напругою можна пускати або без навантаження, або при дуже невеликому навантаженні.

4.17.3. Пуск асинхронних двигунів із фазним ротором

До кола обмотки ротора асинхронного двигуна з фазним ротором M вмикається пусковий реостат R з активним опором (рис. 4.36). На початку

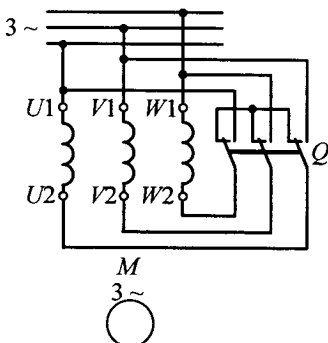


Рисунок 4.35 – Електрична схема пуску асинхронного двигуна перемиканням з Y на Δ

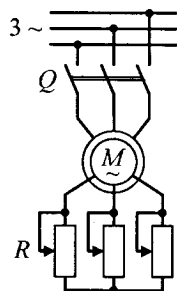


Рисунок 4.36 – Електрична схема пуску асинхронного двигуна з фазним ротором

пуску двигуна опір реостата повинен бути максимальним. У міру розгону двигуна опір пускового реостата ступенєво знижується до нуля за рахунок перемикання ступенів регулювання, яких у реостаті зазвичай від чотирьох до шести.

Максимальне значення опору пускового реостата обирається так, щоб пусковий момент дорівнював максимальному, $M_1 = M_{max}$, коли ковзання $s_{cr} = 1$. Для визначення максимального зведеного активного опору пускового реостату R'_{rd} формула критичного ковзання s_{cr} (4.104) записується з урахуванням цього опору та прирівнюється до 1:

$$s_{cr} = \frac{R'_r + R'_{rd}}{X'_{os} + X'_{or}} = 1. \quad (4.126)$$

Звідки максимальний зведений активний опір пускового реостата

$$R'_{rd} = X'_{os} + X'_{or} - R'_r. \quad (4.127)$$

Мінімальний пусковий момент M_{1min} обирається таким чином, щоб він був більший за момент навантаження M_{stat} (рис. 4.37). Пуск починається

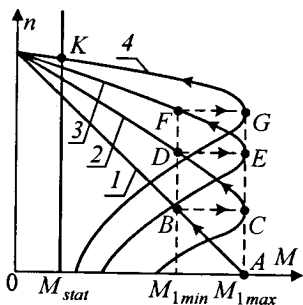


Рисунок 4.37 – Реостатний пуск асинхронного двигуна з фазним ротором

ється за характеристикою 1 з точки A, що відповідає максимальному значенню опору пускового реостата R'_{rd} . У міру розгону двигуна струм обмотки статора I_s знижується, також знижується електромагнітний момент M_{em} . При досягненні моменту M_{1min} (точка B) вимикається перший ступінь пускового реостата. Струм I_s та момент M_{em} стрибкоподібно зростають. Двигун переходить на характеристику 2 (точка C). Двигун розганяється далі до точки D характеристики 2, де аналогічно до попереднього вимикається другий ступінь пускового реостата та двигун переходить на характеристику 3 і т. д. до вимикання останнього ступеня пускового реостата. Після цього щітки контактних кілець ротора замикаються накоротко. Двигун переходить на характеристику 4. Закінчується пуск у точці K, в якій електромагнітний момент дорівнює статичному моменту M_{stat} .

Після цього щітки контактних кілець ротора замикаються накоротко. Двигун переходить на характеристику 4. Закінчується пуск у точці K, в якій електромагнітний момент дорівнює статичному моменту M_{stat} .

Вимикання ступенів пускового реостата відбувається в точках, які відповідають максимальному моменту наступної характеристики (точки B , D , E на рис. 4.37). У асинхронних двигунів із фазним ротором при отриманні моменту $M_1 = M_{max}$ необхідно зважати на пусковий струм обмотки статора, який не повинен перевищувати двох номінальних струмів, $I_{s1} \leq 2I_{sN}$.

4.17.4. Асинхронні двигуни з поліпшеними пусковими характеристиками

4.17.4.1. Глибокопазні асинхронні двигуни

У глибокопазних асинхронних двигунів пази ротора виконуються заглибленими, коли відношення висоти паза ротора h_r до ширини паза ротора b_r становить 4–6.

Високий провідник паза ротора можна розглядати як сукупність елементарних провідників по висоті (рис. 4.38). Активний опір усіх елементарних провідників однаковий. Індуктивні опори розсіяння елементарних провідників будуть визначатися умовами зчеплення з магнітним потоком розсіяння паза ротора $\Phi_{\sigma r}$. Провідники, які розташовані ближче до дна паза, зчеплені з більшим магнітним потоком розсіяння, їх індуктивний опір більший, ніж у верхніх провідників. У початковий момент пуску частота обертання $n = 0$, ковзання $s = 1$, частота струму обмотки ротора є максимальною, $f_r = f_s$. При такій частоті індуктивний опір провідників значно більший за їх активний опір. Струми в елементарних провідниках будуть визначатися їх індуктивними опорами: в провідниках, ближчих до дна паза, струм менший, ніж у верхніх провідників (рис. 4.39). Відбувається витіснення струму до верхньої частини паза.

Витіснення струму еквівалентно зростанню активного опору провідника, що при-

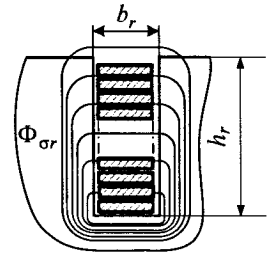


Рисунок 4.38 –
Магнітний потік розсіяння заглибленого паза ротора асинхронного двигуна



Рисунок 4.39 – Розподіл густини струму ротора по висоті заглибленого паза ротора асинхронного двигуна

зводить до зростання активного опору обмотки ротора R_r . Збільшення зведеного опору R'_r спричиняє зростання пускового моменту M_1 за (4.111).

Після закінчення розгону частота f_r різко спадає та в номінальному режимі не перевищує одиниць герців. При таких частотах індуктивний опір дуже малий, струм елементарних провідників буде визначатися їх активними опорами. Активний опір елементарних провідників однаковий, отже, густина струму J_r по висоті паза буде однаковою.

Для глибокопазних двигунів кратність пускового моменту $K_{M1} = 1,2-1,4$, кратність пускового струму $\frac{I_{s1}}{I_{sN}} = 4-6$ (для порівняння: у звичайних асинхронних двигунів $K_{M1} = 0,9-1,3$, $\frac{I_{s1}}{I_{sN}} = 5-7$). Більшість сучасних асинхронних двигунів виконують із поглибленими пазами.

Виконання двигунів за типом глибокопазних призводить до деякого зменшення коефіцієнта потужності $\cos \phi_s$ за рахунок збільшення індуктивних опорів розсіяння обмотки ротора $X_{\sigma r}$.

4.17.4.2. Асинхронні двигуни з подвійною кліткою

Асинхронні двигуни з подвійною кліткою мають на роторі дві короткозамкнені обмотки: робочу та пускову (рис. 4.40). Активний опір пускової обмотки виконують більшим за активний опір робочої обмотки за рахунок використання різних матеріалів. Наприклад, робоча обмотка виконується з міді, а пускова – з латуні. Якщо обидві обмотки виконуються з алюмінію (якнайчастіше), то співвідношення опорів досягають за рахунок різних площ поперечних перетинів стрижнів. В електричному відношенні обидві обмотки ввімкнено паралельно. Струм між двома обмотками розподіляється зворотно пропорційно їх повним опорам.

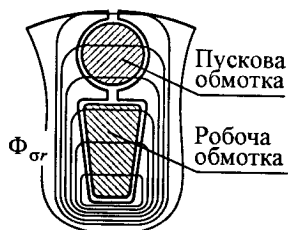


Рисунок 4.40 – Магнітний потік розсіяння паза ротора асинхронного двигуна з подвійною кліткою

У початковий момент пуску струм кожної обмотки визначається їх індуктивними опорами розсіяння. Індуктивний опір робочої (нижньої) обмотки значно вищий за індуктивний опір пускової (верх-

ньої).

За аналогією з заглибленим пазом індуктивні опори розсіяння визначаються умовами зчеплення з магнітним потоком розсіяння паза $\Phi_{\sigma r}$ (див. рис. 4.38). У початковий момент пуску відбувається витіснення струму до пускової обмотки, що еквівалентно зростанню активного опору пускової обмотки. Це призводить до зростання пускового моменту. У міру розгону двигуна струм пускової обмотки зменшується, а робочої – зростає.

В номінальному режимі струм кожної обмотки визначається їх активними опорами.

Залежність $M_{em}(s)$ двигуна з подвійною кліткою отримується як сума залежностей від кожної обмотки окремо (рис. 4.41).

Для двигунів з подвійною кліткою кратність пускового моменту $K_{M1} = 1,6-2,0$ та кратність пускового струму $\frac{I_{s1}}{I_{sN}} = 3-5$.

Через збільшення індуктивних опорів розсіяння обмотки ротора $X_{\sigma r}$ коефіцієнт потужності $\cos\varphi_s$ асинхронних двигунів з подвійною кліткою дещо зменшується.

4.18. Регулювання частоти обертання асинхронних двигунів

4.18.1. Загальні положення

Способи регулювання виходять з виразу для частоти обертання ротора, отриманого з (4.109) і (4.15):

$$n = \frac{60 f_s}{p} \cdot (1 - s). \quad (4.128)$$

Існують такі способи регулювання частоти обертання асинхронних двигунів:

- 1) регулювання зміною частоти живильної напруги f_s ;
- 2) регулювання зміною кількості пар полюсів обмотки статора p ;

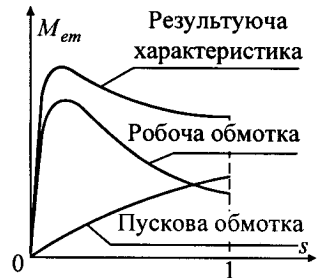


Рисунок 4.41 – Механічна (внутрішня) характеристика асинхронного двигуна з подвійною кліткою

3) регулювання зміною ковзання s .

Останній спосіб розподіляється на два:

а) регулювання зміною величини живильної напруги U_s ;

б) регулювання вмиканням до кола обмотки ротора додаткового активного опору R_{rd} .

4.18.2. Регулювання частоти обертання асинхронного двигуна зміною частоти живильної напруги

Цей спосіб забезпечує плавне регулювання в широкому діапазоні частоти обертання, але при цьому потребує регульованого джерела живлення. Таким джерелом є напівпровідниковий перетворювач частоти.

Асинхронний двигун M вмикається до мережі змінного струму через перетворювач частоти, до якого входять випрямляч $UZ1$, конденсатор C , інвертор напруги $UZ2$ (рис. 4.42). Керування перетворювачем частоти здійснюється блоком керування ACO , який одночасно задає частоту на виході перетворювача та забезпечує необхідне значення напруги за допомогою струму керування I_c .

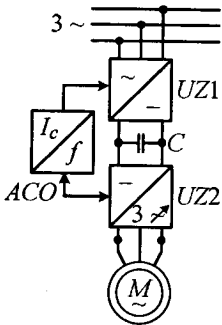


Рисунок 4.42 –
Електрична схема
частотного
регулювання частоти
обертання
асинхронного двигуна

При регулюванні частоти обертання гальмівний момент на валу, як правило, залишається незмінним. Тоді обертальний електромагнітний момент M_{em} повинен також залишатися незмінним. Відповідно до (4.94) основний магнітний потік $\Phi_{\delta_{max}}$ також має залишатися незмінним.

З (4.7) отримується вираз основного магнітного потоку при нехтуванні спадами напруги на активному та індуктивному опорах обмотки статора (тоді $U_s \approx E_s$):

$$\Phi_{\delta_{max}} \approx \frac{U_s}{4,44 \cdot f_s \cdot N_s \cdot K_{W_s}}. \quad (4.129)$$

Змінювання частоти f_s впливає на величину магнітного потоку $\Phi_{\delta_{max}}$. Таким чином, для забезпечення незмінності основного магнітного потоку $\Phi_{\delta_{max}}$ необхідно одночасно з частотою f_s змінювати і напругу U_s .

Зв'язок між цими величинами встановлюється за допомогою основного закону частотного регулювання, який отримується з виразу для максимального моменту двигуна (4.105).

Індуктивні опори розсіяння обмотки статора та зведеної обмотки ротора виражаються через їх індуктивності розсіяння $L_{\sigma s}$ і $L'_{\sigma r}$ відповідно:

$$X_{\sigma s} = 2\pi \cdot f_s \cdot L_{\sigma s}, \quad (4.130)$$

$$X'_{\sigma r} = 2\pi \cdot f_s \cdot L'_{\sigma r}. \quad (4.131)$$

Зважаючи на (4.105), (4.130), (4.131), вираз для максимального моменту перетворюється:

$$\begin{aligned} M_{max} &\approx \frac{p \cdot m_s \cdot U_s^2}{4\pi f_s \cdot (2\pi \cdot f_s \cdot L_{\sigma s} + 2\pi \cdot f_s \cdot L'_{\sigma r})} = \\ &= \frac{p \cdot m_s}{8\pi^2 \cdot (L_{\sigma s} + L'_{\sigma r})} \cdot \frac{U_s^2}{f_s^2} = K \cdot \frac{U_s^2}{f_s^2}, \end{aligned} \quad (4.132)$$

де K – коефіцієнт, що містить величини, які характеризують обмотки статора і ротора.

Максимальні моменти для двох значень частоти (позначення «один штрих» та «два штриха») відповідно

$$M'_{max} = K \cdot \frac{(U'_s)^2}{(f'_s)^2}; \quad (4.133)$$

$$M''_{max} = K \cdot \frac{(U''_s)^2}{(f''_s)^2}. \quad (4.134)$$

Відношення (4.133) до (4.134)

$$\frac{M'_{max}}{M''_{max}} = \frac{(U'_s)^2 \cdot (f''_s)^2}{(f'_s)^2 \cdot (U''_s)^2} \quad (4.135)$$

розв'язується (4.135) відносно напруг:

$$\frac{U'_s}{U''_s} = \frac{f'_s}{f''_s} \cdot \sqrt{\frac{M'_{max}}{M''_{max}}}, \quad (4.136)$$

та отримується основний закон частотного регулювання асинхронного двигуна або закон М.П. Костенка.

З основного закону частотного регулювання виходять два основних регулювання частоти обертання:

- 1) частотне регулювання при постійному моменті;
- 2) частотне регулювання при постійній вихідній потужності.

Частотне регулювання при постійному моменті

Регулювання частоти обертання за цим законом відбувається при постійному моменті навантаження. При отриманні співвідношень для цього способу регулювання частоти обертання вважається, що момент на валу двигуна M дорівнює електромагнітному моменту M_{em} (див. підрозд. 4.11). Застосування цього способу регулювання передбачає збереження максимального моменту, $M_{max} = \text{const}$, при переході на нову частоту f_s . В цьому разі в (4.136)

$$\sqrt{\frac{M'_{max}}{M''_{max}}} = 1.$$

Закон частотного регулювання асинхронного двигуна при постійному моменті

$$\frac{U'_s}{U''_s} = \frac{f'_s}{f''_s} \quad \text{або} \quad \frac{U'_s}{f'_s} = \frac{U''_s}{f''_s} = \text{const} \quad (4.137)$$

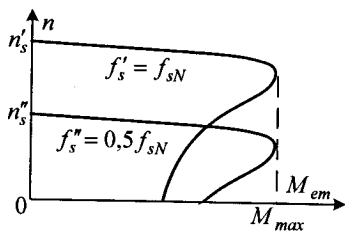


Рисунок 4.43 – Сімейство механічних характеристик при частотному регулюванні при постійному моменті

тоти обертання двигуна вниз від номінальної частоти обертання (рис. 4.43).

Частотне регулювання при постійній вихідній потужності.

Регулювання частоти обертання за цим законом відбувається при збереженні корисної потужності двигуна P . Для двох значень частоти f_s корисна потужність $P' = P''$. Тоді за (4.108)

$$M'_{max} \cdot \Omega' = M''_{max} \cdot \Omega'' \quad (4.138)$$

При малих частотах, $f_s \leq 0,25 \cdot f_{sN}$, а відповідно, і малій напрузі, $U_s \leq 0,25 \cdot U_{sN}$, спадом напруги $I_s R_s$ не можна нехтувати, тому для збереження основного магнітного потоку $\Phi_{\delta max}$ необхідно збільшувати напругу U_s .

Закон частотного регулювання при постійному моменті використовується за необхідності регулювання частоти обертання двигуна вниз від номінальної частоти обертання (рис. 4.43).

З (4.138), зважаючи на (4.50) та (4.128), отримується відношення моментів

$$\frac{M'_{\max}}{M''_{\max}} = \frac{\Omega''}{\Omega'} = \frac{f'_s}{f''_s}. \quad (4.139)$$

Закон частотного регулювання двигуна при постійній корисній потужності отримується при підстановці (4.139) до (4.136):

$$\frac{U'_s}{U''_s} = \sqrt{\frac{f'_s}{f''_s}} \quad (4.140)$$

Закон частотного регулювання при постійній корисній потужності використовується за необхідності регулювання частоти обертання двигуна уверх від номінальної (рис. 4.44).

Способи регулювання частоти обертання зміною частоти живильної напруги є економічними (з огляду на енергетичні характеристики асинхронного двигуна, ККД η та коефіцієнт потужності $\cos \phi$), набувають широкого поширення.

Регулювання частоти обертання асинхронних двигунів за допомогою перетворювача частоти відбувається плавно. Тому перетворювач частоти застосовується також для плавного пуску асинхронних двигунів.

4.18.3. Регулювання частоти обертання зміною кількості пар полюсів обмотки статора

Для зміни кількості пар полюсів у найпростішому випадку на статорі можна укласти дві окремі обмотки, кожна зі своєю кількістю пар полюсів. Але таке рішення є неекономічним. Тому використовується одна обмотка статора, яка забезпечує різну кількість пар полюсів перемиканням схеми з'єднання окремих частин обмотки.

Наприклад, у найпростішому випадку фазна обмотка $A\chi$ виконується з двох напівфаз (рис. 4.45). Одна напівфаза складається з провідників 1 та 2, інша – 3 та 4. Ці напівфази можна вмикати послідовно (рис. 4.45, а) або паралельно (рис. 4.45, б). При послідовному з'єднанні струм протікатиме від початку фази A до кінця фази χ по одній вітці че-

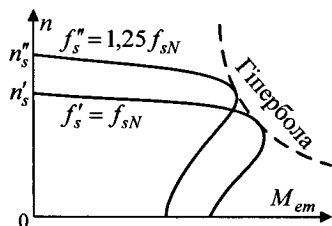


Рисунок 4.44 – Сімейство механічних характеристик при частотному регулюванні постійній корисній потужності

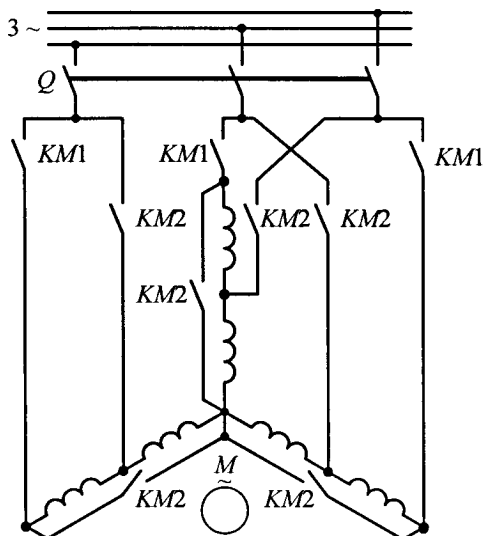


Рисунок 4.46 – Електрична схема регулювання частоти обертання асинхронного двигуна при перемиканні з'єднання обмотки статора Y–YY

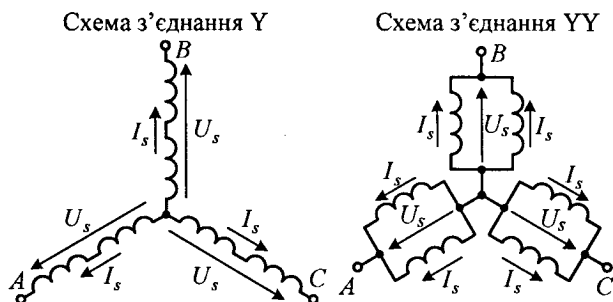


Рисунок 4.47 – Фазні струми та лінійні напруги при з'єднанні обмоток за схемами Y та YY

з'єднання Y та YY в 2 рази, фазні напруги U_s залишаються такими самими (рис. 4.47).

Відношення вихідних потужностей при схемах з'єднання Y та YY при збереженні ККД η і коефіцієнта потужності $\cos \varphi_s$ буде таким самим, як і відношення вхідних потужностей, тобто таким самим, як і відношення струмів обмотки статора:

$$\frac{P_{YY}}{P_Y} = \frac{P_{inYY}}{P_{inY}} = \frac{m_s \cdot U_s \cdot 2I_s \cdot \cos \varphi_s \cdot \eta}{m_s \cdot U_s \cdot I_s \cdot \cos \varphi_s \cdot \eta} = 2. \quad (4.141)$$

При перемиканні обмотки статора зі схеми з'єднання Y на схему з'єднання YY вихідна потужність асинхронного двигуна зростає в 2 рази.

При перемиканні зі схеми з'єднання Y на схему з'єднання YY відбувається зменшення кількості пар полюсів в 2 рази: з $2p = 4$ на $2p = 2$ відповідно. Синхронна частота обертання n_s (4.15) зростає з 1500 об/хв при $2p = 4$ на 3000 об/хв $2p = 2$, тобто в 2 рази. Відношення кутових швидкостей при схемах з'єднання Y та YY при збереженні ковзання s буде таким самим, як і відношення синхронних частот обертання.

З урахуванням (4.50) і (4.109),

$$\frac{\Omega_{YY}}{\Omega_Y} = \frac{n_{YY}}{n_Y} = \frac{n_s YY}{n_s Y} = 2. \quad (4.142)$$

Відношення моментів при перемиканні обмотки статора зі схеми з'єднання Y на схему з'єднання YY з урахуванням (4.52), (4.141), (4.142)

$$\frac{M_{emYY}}{M_{emY}} = \frac{P_{inYY} \cdot \Omega_Y}{P_{inY} \cdot \Omega_{YY}} = 1. \quad (4.143)$$

При перемиканні обмотки статора зі схеми з'єднання Y на схему з'єднання YY електромагнітний момент не змінюється. Отже, при схемі перемикання $Y-YY$ забезпечується регулювання частоти обертання при постійному моменті (рис. 4.48).

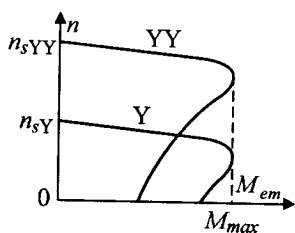


Рисунок 4.48 – Механічні характеристики асинхронного двигуна при схемах з'єднання обмотки статора Y та YY

При схемі перемикання $\Delta-YY$ (трикутник – подвійна зірка) (рис. 4.49) відбувається зміна послідовного з'єднання напівфаз (схема з'єднання Δ) на паралельне (схема з'єднання YY). Замикання контакторів $KM1$ забезпечує схему з'єднання Δ , контакторів $KM2$ – схему з'єднання YY .

Фазні струми обмотки статора I_s відрізняються при схемах з'єднання Δ та YY в 2 рази, фазні напруги U_s – в $\sqrt{3}$ рази (рис. 4.50).

Відношення вихідних потужностей при з'єднаннях Δ в YU при збереженні ККД η та $\cos \varphi_s$ буде таким самим, як і відношення вхідних потужностей:

$$\frac{P_{YU}}{P_{\Delta}} = \frac{m_s \cdot U_s \cdot 2 \cdot I_s \cdot \cos \varphi_s \cdot \eta}{m_s \cdot \sqrt{3} \cdot U_s \cdot I_s \cdot \cos \varphi_s \cdot \eta} = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1,15 \approx 1. \quad (4.144)$$

При перемиканні обмотки статора зі схеми з'єднання Δ на схему з'єднання YU вихідна потужність двигуна залишається майже постійною.

При перемиканні обмотки статора зі схеми з'єднання Δ на схему з'єднання YU відбувається зміна кількості пар полюсів з $2p = 4$ на $2p = 2$ відповідно. Синхронна частота обертання n_s (4.15) зростає з 1500 об/хв при $2p = 4$ на 3000 об/хв $2p = 2$, тобто в 2 рази. Аналогічно попередньому, відношення кутових швидкостей, частот обертання та синхронних частот обертання при схемах з'єднання Δ та YU з урахуванням (4.50) та (4.109),

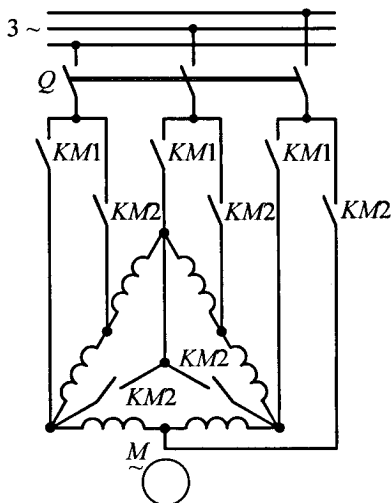


Рисунок 4.49 – Електрична схема регулювання частоти обертання асинхронного двигуна при перемиканні з'єднання обмотки статора Δ – YU

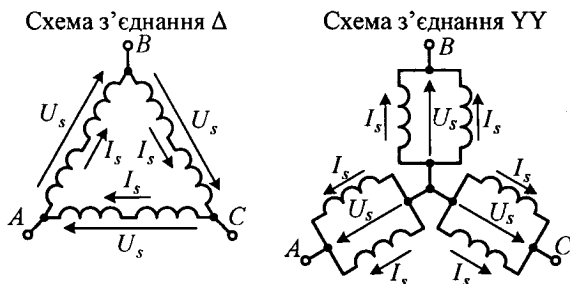


Рисунок 4.50 – Фазні струми та лінійні напруги при з'єднанні обмоток за схемами Δ та YU

$$\frac{\Omega_{YY}}{\Omega_{\Delta}} = \frac{n_{YY}}{n_{\Delta}} = \frac{n_{sYY}}{n_{s\Delta}} = 2. \quad (4.145)$$

Відношення моментів при перемиканні обмотки статора зі схеми з'єднання Δ на схему з'єднання YY з урахуванням (4.52), (4.144), (4.145)

$$\frac{M_{emYY}}{M_{em\Delta}} = \frac{P_{YY} \cdot \Omega_{\Delta}}{P_{\Delta} \cdot \Omega_{YY}} = \frac{1}{2}. \quad (4.146)$$

При перемиканні обмотки статора зі схеми з'єднання Δ на схему з'єднання YY частота обертання зростає в 2 рази, а електромагнітний момент зменшується в 2 рази (рис. 4.51). Отже, при схемі перемикання $\Delta-YY$ здійснюється регулювання при постійній вихідній потужності.

Регулювання частоти обертання зміною кількості пар полюсів відбувається ступенево, що застосовується для металорізальних верстатів, вентиляторів змінної потужності і т. ін. Тому цей спосіб регулювання частоти обертання використовується тільки в асинхронних двигунах спеціального призначення.

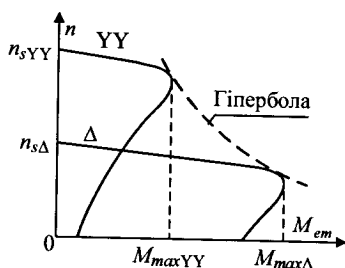


Рисунок 4.51 – Механічні характеристики асинхронного двигуна при схемах з'єднання обмотки статора Δ та YY

4.18.4. Регулювання частоти обертання зміною величини живильної напруги

Величину напруги U_s можна змінювати для будь-яких асинхронних двигунів, але тільки вниз від номінальної.

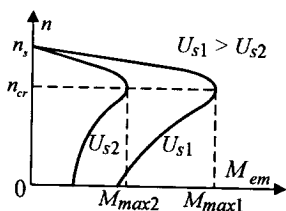


Рисунок 4.52 – Механічні характеристики асинхронного двигуна при різних напругах

З (4.100) випливає, що електромагнітний момент асинхронного двигуна пропорційний квадрату живильної напруги, $M_{em} \cong U_s^2$. При зменшенні живильної напруги на 30 % момент асинхронного двигуна знижується практично в 2 рази.

При зменшенні напруги механічна характеристика $n(M_{em})$ зсувається до області менших моментів (рис. 4.52). Регулю-

вання частоти обертання можливо у вузькому діапазоні $n_{cr} < n < n_s$.

Через зменшення максимального моменту M_{max} перевантажувальна здатність двигуна K_{Mm} (4.110) зменшується. При збереженні електромагнітного моменту M_{em} при зменшенні напруги U_s частота обертання n зменшується, ковзання s (4.1) і частота f_r (4.65) зростають. Кут ψ_r збільшується, величина $\cos \psi_r$ зменшується, що призводить до зменшення коефіцієнта потужності $\cos \phi_s$ (див. рис. 4.30). При цьому струм I_r зростає, що призводить до збільшення втрат P_{elr} , а отже, ККД зменшується.

Висока чутливість асинхронних двигунів до зміни напруги є недоліком асинхронних двигунів. Саме тому коливання напруги в мережі обмежують. Для асинхронних двигунів малої, середньої та великої потужностей цей спосіб не використовується. Спосіб застосовується тільки для мікродвигунів, у яких критичне ковзання $s_{cr} > 1$. Втрати потужності в таких двигунах не мають істотного значення.

4.18.5. Регулювання частоти обертання ввімкненням до кола обмотки ротора додаткового активного опору

Спосіб регулювання частоти обертання ввімкненням до кола обмотки ротора додаткового активного опору R_{rd} можна застосовувати тільки для двигунів із фазним ротором, тому що тільки при такій конструкції є доступ до кола обмотки ротора.

З (4.105) випливає, що максимальний момент M_{max} не залежить від опору кола обмотки ротора R_r . Зі збільшенням опору R_r критичне ковзання s_{cr} (4.104) зростає, частота обертання n (4.109) зменшується. Зі зростанням опору R_r пусковий момент M_1 (4.106) збільшується (рис. 4.53). Потрібно мати на увазі, що в формулах замість опору R_r необхідно підставляти опір $R_r + R'_{rd}$.

Регулювання частоти обертання ввімкненням до кола обмотки ротора додаткового активного опору забезпечує плавне регулювання частоти обертання в широкому діапазоні. Можна

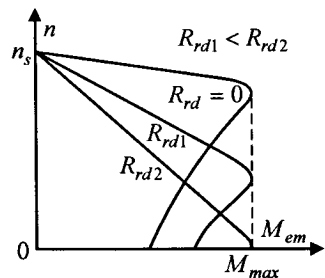


Рисунок 4.53 – Механічні характеристики асинхронного двигуна при різних значеннях активного опору кола обмотки ротора

знайти таку величину активного опору, коли максимальний момент буде дорівнювати пусковому, $M_{max} = M_1$ (опір R_{rd2} на рис. 4.53).

При застосуванні цього способу регулювання частоти обертання зростають електричні втрати в колі обмотки ротора, але електричні втрати саме обмотки ротора залишаються без змін. Зростаючі втрати P_{elr} є втратами в регулюючому реостаті. Отже, тепловий режим двигуна майже не погіршується.

4.19. Однофазні асинхронні двигуни

4.19.1. Принципи отримання однофазних асинхронних двигунів

У житлових будинках та в частині виробничих будівель застосовується однофазна мережа. Для такої мережі необхідні однофазні асинхронні двигуни. Потужність однофазних асинхронних двигунів досягає 300 кВт.

Конструктивно однофазні асинхронні двигуни подібні до трифазних із короткозамкненим ротором.

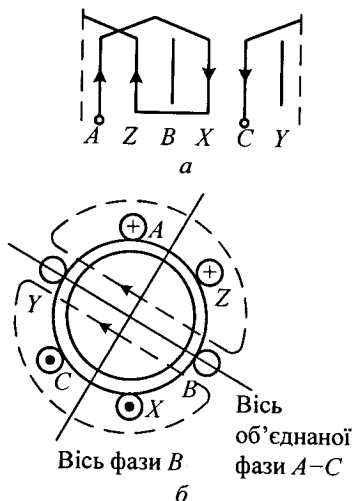


Рисунок 4.54 – Схема-розгортка (а) та розташування провідників (б) послідовно-зустрічного об'єднання двох фаз дво полюсної зосередженої обмотки статора

Однофазна обмотка статора може бути отримана з трифазної обмотки шляхом видалення двох фаз. Але в цьому випадку 2/3 пазів статора залишаються порожніми, тобто погано використовується внутрішній об'єм електричної машини. Тому однофазні обмотки отримують із трифазних шляхом послідовно-зустрічного об'єднання двох фаз обмотки (рис. 4.54). Між осями об'єднаної фази А-С та фази В просторовий зсув становить 90° .

З'єднувати послідовно всі три фазні обмотки недоцільно, тому що в цьому випадку збільшуються витрати міді в 2 рази більше, ніж зростання ЕРС.

При однаковій величині фазних ЕРС ($E_A = E_B = E_C$) ЕРС об'єднаної фази AC $E_{AC} = \sqrt{3}E_A$ (рис. 4.55). Якщо додати до ЕРС \underline{E}_{AC} ЕРС \underline{E}_B , то сумарна ЕРС усієї однофазної обмотки ЕРС $E_{ABC} = 1,15E_{AC}$. Тобто ЕРС зросте на 15 %, а витрати міді – на 33 %.

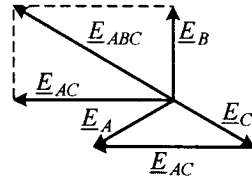


Рисунок 4.55 – Векторна діаграма ЕРС однофазної обмотки статора

4.19.2. Основи робочого процесу однофазних асинхронних двигунів

Обмотка статора однофазного асинхронного двигуна створює пульсуючу хвилю першої гармоніки МРС

$$F = F_{m1} \cdot \sin \omega t \cdot \cos \frac{\pi \cdot x}{\tau_p}. \quad (4.147)$$

Ця пульсуюча хвиля МРС розкладається на прямо та зворотно обертові хвилі МРС:

$$F = \frac{F_{m1}}{2} \cdot \sin \left(\omega \cdot t - \frac{\pi \cdot x}{\tau_p} \right) + \frac{F_{m1}}{2} \cdot \sin \left(\omega \cdot t + \frac{\pi \cdot x}{\tau_p} \right). \quad (4.148)$$

Кожна з обертових хвиль МРС створює своє магнітне поле і взаємодіє з ротором так само, як і в звичайному трифазному асинхронному двигуні. Однофазний асинхронний двигун розглядається як сукупність двох трифазних двигунів, що мають загальний вал. При нерухомому роторі прямо та зворотно обертові хвилі при взаємодії з ротором створюють однакові за величиною та різні за напрямком пускові моменти: момент від прямо обертової хвилі МРС M_{1dir} та момент від зворотно обертової хвилі МРС M_{1rev} (рис. 4.56).

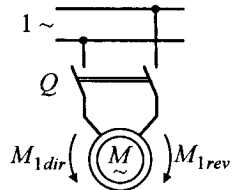


Рисунок 4.56 – Схема однофазного асинхронного двигуна

Результуючий пусковий момент

$$M_{1rez} = M_{1dir} + M_{1rev} = 0. \quad (4.149)$$

Відсутність пускового моменту є найважливішим недоліком однофазних асинхронних двигунів. Двигун прийти до руху («розгорнутися»)

самостійно не може. Якщо прикласти до вала зовнішній обертальний момент, то ротор прийде в обертання з деякою частотою n у той бік, в який спрямовано зовнішній обертальний момент, наприклад, за прямою обертовим магнітним полем. Тоді величина ковзання по відношенню до прямо обертового магнітного поля

$$s_{dir} = \frac{n_s - n}{n_s}, \quad (4.150)$$

а величина ковзання по відношенню до зворотно обертового магнітного поля

$$s_{rev} = \frac{n_s - (-n)}{n_s} = \frac{n_s + n}{n_s} = \frac{n_s - n_s \cdot (1 - s_{dir})}{n_s} = 2 - s_{dir}. \quad (4.151)$$

Звідки

$$s_{dir} + s_{rev} = 2. \quad (4.152)$$

Механічні (внутрішні) характеристики для прямо $M_{em}(s_{dir})$ та зворотно $M_{em}(s_{rev})$ обертових магнітних полів однофазного асинхронного двигуна (рис. 4.57) такі самі, як і для трифазних асинхронних двигунів.

При ковзаннях $s_{dir} = s_{rev} = 1$ пусковий момент $M_{1rez} = 0$. Ділянка стійкої роботи характеристики однофазного двигуна така сама, як і у трифазного, тобто при $s < s_{cr}$ при прямому або зворотному напрямку обертання.

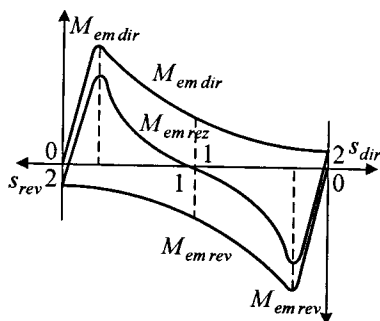


Рисунок 4.57 – Механічна (внутрішня) характеристика однофазного асинхронного двигуна

Робочі властивості однофазного двигуна будуть гіршими за властивості трифазного, тому що однофазний двигун має внутрішнє електромагнітне гальмо. Наприклад, якщо ротор обертається у напрямку прямо обертового магнітного поля, момент M_{dir} є обертовим, а момент M_{rev} є гальмівним.

Наприклад, ротор асинхронного двигуна обертається за напрямком прямо обертового магнітного поля з ковзанням $s_{dir} = 0,05$.

Тоді з (4.152) ковзання $s_{rev} = 2 - s_{dir} = 1,95$.

При частоті мережі $f = f_s = 50$ Гц за (4.65) частота ЕРС, що індукується в провідниках обмотки ротора прямо обертовим магнітним полем, $f_{rdir} = f_s \cdot s_{dir} = 50 \cdot 0,05 = 2,5$ Гц, зворотно обертовим магнітним полем – $f_{rrev} = f_s \cdot s_{rev} = 50 \cdot 1,95 = 97,5$ Гц. Частота зворотно обертового магнітного поля приблизно в 2 рази вища за частоту мережі. При такій частоті індуктивний опір розсіяння обмотки ротора дуже великий порівняно з активним опором обмотки ротора, $X_{\sigma r} \gg R_r$. Тому активна складова струму обмотки ротора I_{ra} від зворотно обертового магнітного поля дуже мала. При ковзаннях, близьких до номінальних, електромагнітний момент M_{emrev} (4.95) буде малим.

T-подібні схеми заміщення від дії прямо та зворотно обертових магнітних полів (рис. 4.58) дозволяють отримати робочі характеристики однофазного асинхронного двигуна.

Електромагнітний момент однофазного асинхронного двигуна за (4.54) з урахуванням дії прямо та зворотно обертових магнітних полів

$$M_{emrez} = M_{emdir} - M_{emrev} = \frac{m_s \cdot (I'_{rdir})^2 \cdot R'_r}{\Omega_s \cdot s_{dir}} - \frac{m_s \cdot (I'_{rrev})^2 \cdot R'_r}{\Omega_s \cdot (2 - s_{dir})}. \quad (4.153)$$

В однофазних асинхронних двигунів порівняно з трифазними електричні втрати обмотки ротора збільшуються через наявність струмів від зворотно обертового магнітного поля. Також необхідно враховувати маг-

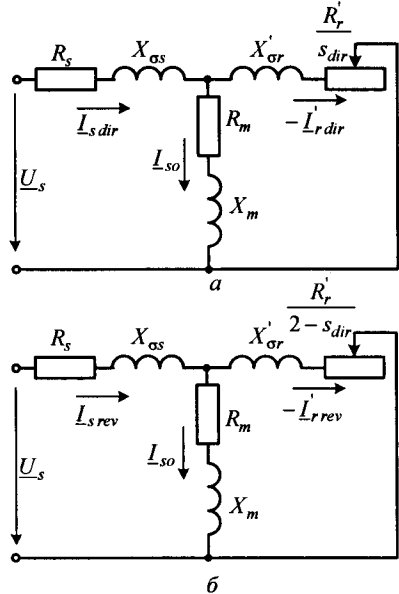


Рисунок 4.58 – Схеми заміщення однофазного асинхронного двигуна від дії прямо (а) та зворотно (б) обертових магнітних полів

нітні втрати в осерді ротора від зворотно обертового магнітного поля (у звичайному асинхронному двигуні ними нехтують).

ККД однофазного двигуна зменшується порівняно з трифазним. Крім того, при тому самому навантаженні в однофазних асинхронних двигунів ковзання підвищене порівняно із трифазними.

У випадку трифазного двигуна МРС створюється трьома фазними обмотками, тобто $m_s = 3$. У випадку однофазного двигуна МРС створюється двома фазними обмотками, тобто $m_s = 2$. При однаковій напрузі U_s основні магнітні потоки для двох двигунів приблизно однакові. Але у випадку однофазного двигуна для створення тієї ж МРС необхідно мати більший намагнічувальний струм, який є суто реактивним. Тому коефіцієнт потужності $\cos \phi$, зменшується.

4.19.3. Пуск однофазних асинхронних двигунів

Однофазні асинхронні двигуни не мають пускового моменту (4.149). Для запуску однофазного асинхронного двигуна необхідно на час пуску перетворити його на двофазний асинхронний двигун. Для цього в пазах фазної обмотки B (див. рис. 4.54) розташовується пускова обмотка. Таким чином, на період пуску двигун має дві обмотки: робочу обмотку – об'єднану фазну обмотку $A-C$ та пускову обмотку – фазну обмотку B . Просторовий зсув осей робочої та пускової обмоток становить 90° .

Для отримання обертової хвилі МРС двофазної обмотки необхідно мати просторовий зсув осей обмоток 90° або $\frac{\pi}{2}$, часовий зсув струмів – 90° або $\frac{\pi}{2}$.

Кожна з фаз створює свою пульсуючу хвилю МРС. Перші гармоніки МРС фаз $A-C$ і B з урахуванням просторового та часового зсувів відповідно

$$F_{A1} = F_{m1} \sin \omega t \cdot \cos \frac{\pi x}{\tau_p}; \quad (4.154)$$

$$F_{B1} = F_{m1} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \cdot \cos \left(\frac{\pi x}{\tau_p} - \frac{\pi}{2} \right). \quad (4.155)$$

Кожна пульсуюча хвиля МРС розкладається на прямо обертову та зворотно обертову хвилі:

$$F_{A1} = \frac{F_{m1}}{2} \sin\left(\omega t - \frac{\pi x}{\tau_p}\right) + \frac{F_{m1}}{2} \sin\left(\omega t + \frac{\pi x}{\tau_p}\right); \quad (4.156)$$

$$F_{B1} = \frac{F_{m1}}{2} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2} - \frac{\pi x}{\tau_p} + \frac{\pi}{2}\right) + \frac{F_{m1}}{2} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2} + \frac{\pi x}{\tau_p} - \frac{\pi}{2}\right). \quad (4.157)$$

Результуюча хвиля MPC

$$F_1 = F_{A1} + F_{B1} = F_{m1} \sin\left(\omega t - \frac{\pi x}{\tau_p}\right). \quad (4.158)$$

Прямо обертові хвилі MPC збігаються за фазою та додаються одна до одної, зворотно обертові хвилі MPC знаходяться в протифазі та взаємно компенсуються. Отже, в двофазному асинхронному двигуні при існуванні часового та просторового зсувів існує тільки прямо обертова хвиля MPC. Наприклад, при зсуві струмів у фазах обмотки на 90° або $\frac{\pi}{2}$ для моментів часу t_1 та t_2 (рис. 4.59) з розподілу струмів виходить, що вектор MPC обертається за стрілкою годинника.

Якщо умови просторового та часового зсувів виконані точно, то обертовий вектор MPC \underline{F} має незмінну довжину, тобто обертова хвиля є коловою, а обертове магнітне поле, створене цією хвилею, є також коловим. Якщо одна з умов порушується, то обертове магнітне поле стає еліптичним (кінець вектора MPC \underline{F} описує при обертанні еліпс).

В однофазному асинхронному двигуні з пусковою обмоткою умови просторового зсуву осей обмоток виконуються (див. рис. 4.53). Необхідно

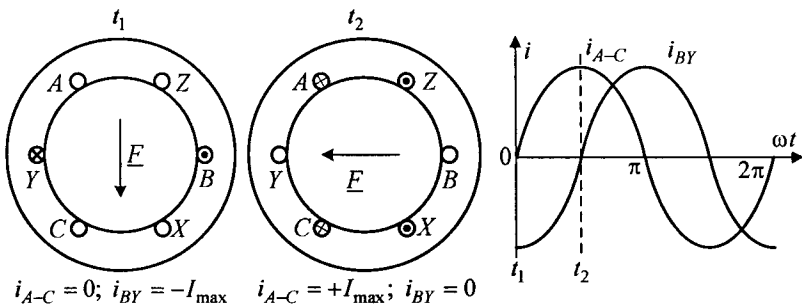


Рисунок 4.59 – Створення обертового магнітного поля двофазною обмоткою



Рисунок 4.60 – Електрична схема (а) та векторні діаграми при різних фазозсувних елементах (б) однофазних асинхронних двигунів

забезпечити часовий зсув струмів у фазних обмотках. Для цього робоча A та пускова B обмотки вмикаються паралельно (рис. 4.60, а), до кола пускової обмотки вмикається фазозсувний елемент ФЗЕ. Загальне живлення асинхронного двигуна M здійснюється вимикачем $Q1$, пускова обмотка з фазозсувним елементом вмикається тільки на час пуску вимикачем $Q2$. Фазозсувним елементом може бути активний опір, індуктивний опір, ємнісний опір (рис. 4.60, б) або напівпровідниковий пристрій.

Фазозсувні елементи – активні опори мають малі габарити, низьку вартість, тому широко застосовуються при легких умовах пуску. Для двигуна з активним опором як фазозсувного елемента кратність пускового моменту K_{M1} не перевищує 0,8.

Кут ψ між струмами робочої \underline{I}_A та пускової \underline{I}_B обмоток при активному та індуктивному опорах фазозсувних елементів не перевищує 30–40°, що значно менше за 90°. Крім того, фазозсувний елемент – індуктивний опір – громіздкий та має високу вартість порівняно з фазозсувним елементом – активним опором. Тому на практиці індуктивні опори як фазозсувні елементи не використовуються.

Застосування фазозсувного елемента – ємнісного опору – дозволяє точно виконати вимогу часового зсуву струмів на 90°. Отже, обертове магнітне поле буде коловим, але тільки при одній величині навантаження, наприклад, при номінальному навантаженні. При відхиленні від номінального навантаження магнітне поле виходить еліптичним.

У випадках застосування ємнісного опору як фазозсувного елемента можливо отримати кратність пускового моменту $K_{M1} = 1,3–1,6$, тобто фа-

зозсувний елемент – ємнісний опір – необхідно застосовувати за жорстких умов пуску. Але потрібно мати на увазі, що фазозсувний елемент – ємнісний опір – має значні габарити та велику вартість. Розгін двигуна відбувається майже до ковзання s_{cr} з увімкненим фазозсувним елементом (рис. 4.61). Потім коло пускової обмотки розривається, двигун перетворюється на однофазний і продовжує розгін по своїй характеристиці до точки усталеного режиму K .

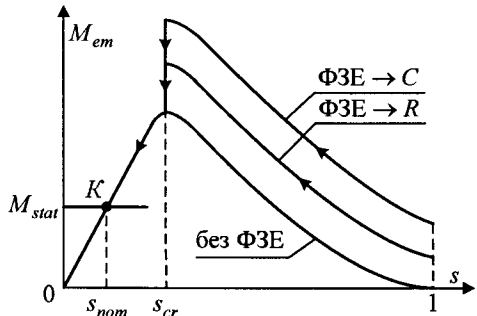


Рисунок 4.61 – Сімейство механічних (внутрішніх) характеристик однофазних асинхронних двигунів для різних фазозсувних елементів

4.19.4. Конденсаторний асинхронний двигун

Конденсаторний асинхронний двигун – це двофазний асинхронний двигун, в якому робоча обмотка A вмикається безпосередньо до мережі напругою U_s , робоча A та пускова B обмотки з'єднуються паралельно, до кола пускової обмотки вмикаються два конденсатори – робочий з ємністю C_{work} та пусковий з ємністю C_{start} (рис. 4.62, *a*). Робочий конденсатор увімкнено постійно, пусковий – на час пуску.

Величина ємності C_{work} обирається так, щоб у номінальному режи-

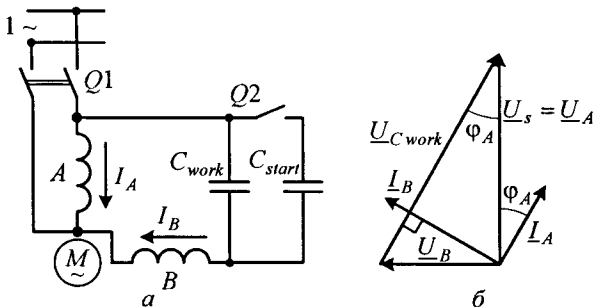


Рисунок 4.62 – Електрична схема (*a*) та спрощена векторна діаграма (*б*) конденсаторного асинхронного двигуна

мі обертове магнітне поле було коловим (в усіх інших режимах воно буде еліптичним).

Напруга на робочій обмотці A

$$\underline{U}_A = \underline{U}_s. \quad (4.159)$$

Напруга на пусковій обмотці B

$$\underline{U}_B = \underline{U}_s - \underline{U}_{C\text{ work}}, \quad (4.160)$$

де $\underline{U}_{C\text{ work}}$ – напруга на робочій ємності.

З векторної діаграми (рис. 4.62, б) напруга на пусковій обмотці B

$$\underline{U}_B = \underline{U}_A \cdot \operatorname{tg} \varphi_A. \quad (4.161)$$

Співвідношення кількості витків фазних обмоток N_A та N_B з (4.161), (4.7) та припущеннями $U_s \approx E_s$, $K_{WA} \approx K_{WB}$

$$\frac{N_B}{N_A} \approx \frac{E_B}{E_A} \approx \frac{U_B}{U_A} = \operatorname{tg} \varphi_A. \quad (4.162)$$

З векторної діаграми (рис. 4.62, б) напруга на робочій ємності

$$U_{C\text{ work}} = \frac{U_s}{\cos \varphi_A}. \quad (4.163)$$

Напруга на робочій ємності $\underline{U}_{C\text{ work}}$ визначається спадом напруги на ємнісному опорі X_C ,

$$U_{C\text{ work}} = I_B \cdot X_C = \frac{I_B}{\omega_s \cdot C_{\text{work}}}. \quad (4.164)$$

З (4.163) та (4.164) отримується величина робочої ємності,

$$C_{\text{work}} = \frac{I_B \cdot \cos \varphi_A}{\omega_s \cdot U_s}. \quad (4.165)$$

Величина ємності C_{start} з умов забезпечення максимального пускового моменту. З досвіду експлуатації конденсаторних асинхронних двигунів пускова ємність приблизно в 2 рази більша за робочу, $C_{\text{start}} \approx 2C_{\text{work}}$.

4.20. Гальмові режими асинхронних двигунів

Часто, згідно з технологічним процесом, установка, яку приводить у ді асинхронний двигун, має бути загальмована. Це можна зробити за допомогою механічного гальма, а можна зробити, використовуючи електромагнітний момент двигуна. В цьому разі двигун працює в гальмовому режимі.

Існують такі гальмові режими:

- 1) гальмування противмиканням;
- 2) генераторне гальмування;
- 3) динамічне гальмування.

Гальмування противмиканням

Для перевodu двигуна до цього режиму необхідно поміняти місцями два будь-яких провідники, що підключають двигун до мережі живлення (рис. 4.63). Вимикач $Q1$ забезпечує прямий порядок чергування фаз асинхронного двигуна M , вимикач $Q2$ – зворотний. При цьому змінюється напрямок обертання магнітного поля обмотки статора, електромагнітний момент з оберального стає гальмовим, частота обертання починає зменшуватися.

При зупинці (частота обертання $n = 0$) двигун обов'язково потрібно відключити від мережі живлення, тому що двигун почне обертатися у зворотному напрямку.

Генераторне гальмування

Цей спосіб гальмування широко використовується у вантажопідіймальних механізмах. Під дією вантажу, що спускається (рис. 4.64), частота обертання ротора n зростає і стає більшою за частоту обертання n_s . Двигун переходить у генераторний режим, його момент стає гальмівним. Електроенергія, яку виробляє генератор, потрапляє до мережі живлення.

Генераторне гальмування використовується також на електричному транспорті, який облаштовано частотнокерованими асинхронними двигунами. За необхідності зменшення швидкості

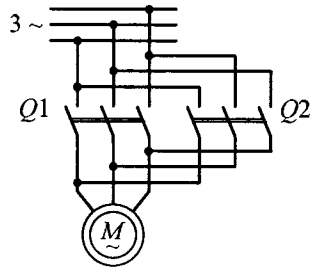


Рисунок 4.63 – Електрична схема гальмування асинхронного двигуна противмиканням

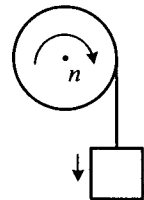


Рисунок 4.64 – Генераторне гальмування вантажопідіймального механізму

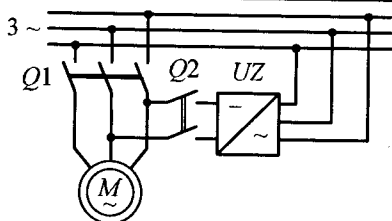


Рисунок 4.65 – Електрична схема динамічного гальмування асинхронного двигуна

Динамічне гальмування

Для переведу двигуна у цей режим за допомогою вимикача $Q1$ (рис. 4.65) обмотка статора відключається від мережі живлення. Одночасно за допомогою вимикача $Q2$ підключається обмотка статора до виходу випрямляча UZ , тобто на обмотку статора подається постійний струм. При цьому обмотка статора створює незмінний у часі та нерухомий у просторі магнітний потік. Цей магнітний потік перетинає провідники обертового ротора та індукуює в них ЕРС, під дією якої в обмотці ротора виникає струм. Взаємодія провідників обмотки ротора зі струмом із нерухомим магнітним потоком обмотки статора створює електромагнітний гальмівний момент.

Електроенергія, яку виробляє цей генератор, розсіюється в обмотці ротора як тепло.

4.21. Асинхронні генератори

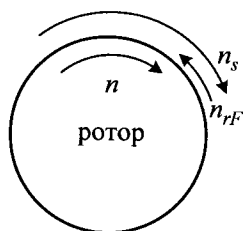


Рисунок 4.66 – Напрямки обертання хвиль МРС обмоток статора та ротора асинхронного генератора

Для переведу асинхронної машини з режиму двигуна до режиму генератора необхідно зменшити зовнішній гальмівний момент на валу до нуля та прикласти зовнішній обертальний момент, щоб ротор обертався з частотою обертання $n \geq n_s$ та ковзанням $s \leq 0$.

Магнітне поле обмотки ротора буде обертатися відносно самого ротора з частотою n_{rF} (4.67) (рис. 4.66). На відміну від двигуна це магнітне поле обертається зустрічно по відношенню до напрямку обертання ротора n . З урахуванням напрямків обертання магнітних полів обмотки статора та ротора

транспортного засобу за допомогою системи керування частота живлення обмотки статора f_s змінюється так, щоб частота обертання магнітного поля статора n_s була меншою від частоти обертання ротора n . Електромагнітний момент двигуна змінюється при цьому на гальмівний.

ток статора і ротора, а також напрямку обертання ротора отримується таке саме рівняння, як і (4.68). Тобто обертові хвилі МРС, які створюються обмотками статора та ротора, будуть нерухомі одна відносно одної. Тому, для асинхронного генератора можна використовувати рівняння МРС (4.19), струмів – (4.24), напруж – перше рівняння (4.28) та (4.76).

За цими рівняннями будується векторна діаграма асинхронного генератора (рис. 4.67). Порядок побудови векторної діаграми такий самий, як і для двигуна (див. підрозд. 4.10). Але вектори ЕРС \underline{E}_s та E'_r знаходяться в протифазі через те, що електромагнітний момент електричної машини M_{em} (4.95) в режимі генератора є гальмівним.

Активна складова струму обмотки ротора I_{ra} в режимі генератора змінює свій знак порівняно з режимом двигуна через від'ємне ковзання s . Реактивна складова струму обмотки ротора свій знак не змінює. Отже, генератор споживає з мережі реактивну потужність, носієм якої, як і у випадку двигуна, є струм I_{so} .

Вектор струму \underline{I}'_r розташовується в другому квадранті, тому що кут

$$\psi_r = \arctg \frac{X'_{or} \cdot s}{R'_r} \text{ є від'ємним.}$$

З векторної діаграми асинхронного генератора випливає, що в генераторному режимі кут $\phi_s > 90^\circ$, тобто активна потужність генератора буде від'ємною. Це означає, що потужність не споживається з мережі, а віддається до неї.

Схема заміщення асинхронного генератора (рис. 4.68)

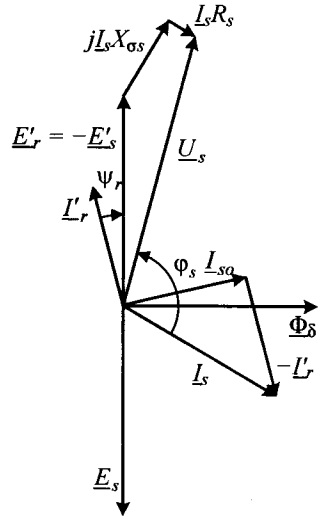


Рисунок 4.67 – Часткова векторна діаграма асинхронного генератора

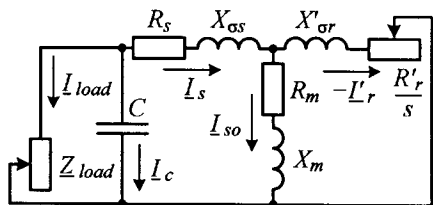


Рисунок 4.68 – Схема заміщення асинхронного генератора

ткою статора, збільшує магнітний потік, а, отже, і ЕРС до значення E_s^I . Більша ЕРС обумовить протікання більшого струму I_C^{II} . Струм I_C^{II} викличе подальше зростання магнітного потоку й ЕРС E_s і т. д. Процес самозбудження розвивається лавиноподібно, аж до виходу на усталений режим, тобто до точки A – точки перетину характеристик $E_s(I_C)$ та $U_s(I_C)$.

Для точки A характерно

$$I_C \cdot (X_{os} + X_m) = U_C = I_C \cdot X_C = I_C \cdot \frac{1}{\omega_s \cdot C}. \quad (4.167)$$

Самозбудження можливо, якщо існує точка перетину характеристик. Положення точки перетину визначається кутом нахилу α вольт-амперної характеристики конденсатора $U_s(I_C)$.

Асинхронні генератори, як і будь-які електричні генератори, можуть використовуватися в двох режимах:

- при автономному навантаженні;
- при паралельній роботі з мережею нескінченної потужності.

При автономному навантаженні до кола обмотки статора електричного генератора вмикається визначене автономне навантаження, створюється електричне коло «обмотка статора – навантаження». Струм, який споживає навантаження, є струмом обмотки статора.

Для забезпечення режиму автономного навантаження ротор асинхронного генератора G приводиться в обертання приводним двигуном M (рис. 4.71). До трифазної обмотки статора за допомогою вимикача Q

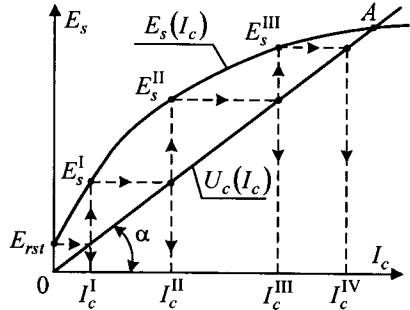


Рисунок 4.70 – Процес самозбудження асинхронного генератора

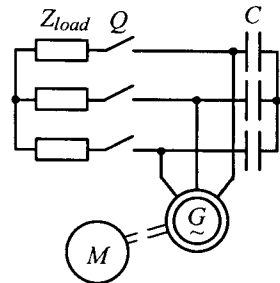


Рисунок 4.71 – Електрична схема асинхронного генератора при автономному навантаженні

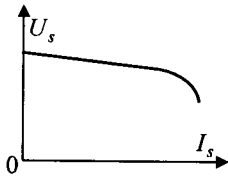


Рисунок 4.72 – Зовнішня характеристика асинхронного генератора

напруги в колі обмотки статора при збільшенні струму навантаження, тобто струму I_s , напруга генератора U_s різко знижується згідно з першим рівнянням (4.28), тобто зовнішня характеристика $U_s(I_s)$ круто спадає (рис. 4.72).

Крім того, в асинхронних генераторах при зменшенні напруги U_s зменшується основний магнітний потік Φ_δ . Це призводить до зменшен-

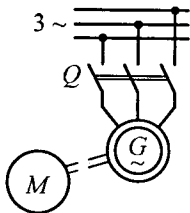


Рисунок 4.73 – Електрична схема асинхронного генератора при паралельній роботі з мережею нескінченної потужності

ня ЕРС E_s , що також зменшує напругу U_s . Для усунення цієї проблеми в асинхронних генераторах застосовується стабілізація напруги.

Характеристики асинхронних генераторів мало вдалі для споживачів. Але використовуються вони все ширше, через те що дешеві, високонадійні, потребують мінімального догляду та обслуговування.

При паралельній роботі з мережею нескінченної потужності коло обмотки статора електричного генератора приєднується до загальної мережі, до якої приєднані й інші електричні генератори (рис. 4.73). Струм обмотки статора електричного генератора додається до загального струму мережі.

Цей електричний генератор працює паралельно з іншими електричними генераторами, які створюють мережу нескінченної потужності. Намагнічу-вальний струм, що в цьому випадку споживається асинхронною машиною з мережі, I_{so} становить 20–40 % від номінального та є майже суто реактивним.

Споживання такого струму суттєво погіршує коефіцієнт потужності

мережі. Асинхронні генератори порівняно з синхронними мають дуже велику потужність збудження: 20–40 % проти 1 % від номінальної потужності. Це означає, що якби на електростанції встановити три асинхронні генератори однакової потужності зі струмом $I_{so} = 30 \% I_{sN}$, то для збудження цих генераторів необхідний один синхронний генератор, який буде постачати реактивну потужність асинхронним генераторам. При цьому потужність синхронного генератора буде дорівнювати потужності одного асинхронного генератора.

Через такий недолік асинхронні генератори при паралельній роботі з мережею нескінченної потужності майже не застосовуються. Але сьогодні поширюється застосування асинхронних генераторів в вітроенергетиці та мікрогідроенергетиці в поєднанні з напівпровідниковими перетворювачами частоти та напруги, які забезпечують і напруги та частоти

Асинхронні двигуни у складі електроприводів вантажопідіймальних механізмів можуть під час роботи потрапляти до генераторного режиму. Тоді вони є асинхронними генераторами, які працюють паралельно з мережею. У цьому випадку генераторний режим є допоміжним.

Контрольні запитання

1. Де застосовуються асинхронні машини?
2. Що зазначається на таблиці номінальних даних асинхронної машини?
3. В чому полягає принцип дії асинхронного двигуна?
4. В яких межах змінюється ковзання та частота обертання асинхронної машини залежно від режиму роботи?
5. З яких частин складається асинхронна машина?
6. Для чого застосовується зведення обмотки ротора до обмотки статора асинхронної машини?
7. Які умови зведення обмотки ротора до обмотки статора в асинхронній машині?
8. З якою частотою обертаються МРС обмоток статора і ротора при нерухомому та обертовому роторі?
9. Як визначається струм неробочого ходу асинхронної машини?
10. Наведіть системи рівнянь напруг для фазних обмоток статора і ротора, схеми зміщення та векторні діаграми при нерухомому та обертовому роторі.

11. Де використовуються індукційний та фазовий регулятори?
12. Яким за величиною повинно бути ковзання асинхронного двигуна для отримання якнайбільшого ККД в номінальному режимі?
13. Які втрати потужності існують в асинхронній машині?
14. Як визначається ККД асинхронних двигуна та генератора?
15. Охарактеризуйте елементи Т- та Г-подібних схем заміщення асинхронної машини?
16. Наведіть загальну формулу електромагнітного моменту електричної машини змінного струму.
17. Які характерні точки мають механічна (внутрішня) та механічна характеристики асинхронної машини?
18. Які величини визначають максимальний, пусковий моменти та критичне ковзання?
19. Коли виникають асинхронні та синхронні електромагнітні моменти від вищих гармонік МРС?
20. Поясніть робочі характеристики асинхронного двигуна.
21. Порівняйте способи пуску асинхронних двигунів.
22. Для чого застосовуються глибокопазні двигуни та двигуни з подвійною кліткою?
23. Порівняйте способи регулювання частоти обертання асинхронних двигунів.
24. Що впливає на величину критичного ковзання та максимального моменту асинхронного двигуна?
25. Коли застосовуються закони частотного регулювання асинхронних двигунів?
26. Як здійснюється пуск однофазних асинхронних двигунів?
27. Як отримується механічна характеристика однофазного асинхронного двигуна?
28. Які особливості конструкції та характеристик має конденсаторний асинхронний двигун?
29. В яких випадках застосовуються гальмові режими асинхронних двигунів?
30. Наведіть рівняння МРС, струмів та напруг асинхронного генератора.
31. Як відбувається самозбудження асинхронного генератора?
32. Наведіть зовнішню характеристику асинхронного генератора при автономному навантаженні.

5. СИНХРОННІ МАШИНИ

5.1. Загальні відомості

З усіх електричних машин найбільшою та найменшою є саме синхронна машина. Найбільшою електричною машиною є генератор теплової електростанції потужністю 1,75 ГВт, а найменшою – двигун кулера комп'ютера потужністю 4 Вт. Такий діапазон потужностей та широке застосування привело до появи низки окремих типів синхронних машин: турбогенераторів, гідрогенераторів, дизель-генераторів, синхронні двигунів, синхронних компенсаторів, крокових двигунів, гістерезисних двигунів, двигунів з постійними магнітами, реактивних синхронних двигунів. Через конструктивні особливості синхронні машини можуть мати як горизонтальне, так і вертикальне розташування вала.

Приблизно 90 % усієї світової електроенергії виробляється за допомогою синхронних генераторів. Синхронні генератори, що працюють на теплових та атомних електростанціях, називаються турбогенераторами, на гідравлічних – гідрогенераторами. На вітряних, припливних електростанціях застосовуються синхронні генератори з постійними магнітами. Також синхронні генератори є джерелом електричної енергії на пересувних електростанціях і транспортних установках (кораблях, тепловозах, літаках, автомобілях та ін.).

У двадцятому сторіччі синхронні двигуни були поширені порівняно мало. Синхронні двигуни використовувались для приводу потужних насосів, вентиляторів, компресорів та інших установок, де потрібна постійна частота обертання.

В двадцять першому сторіччі розповсюдженню синхронних двигунів посприяло поширення постійних магнітів, що дозволило отримати магнітне поле збудження без застосування обмотки.

У синхронних двигунів з обмоткою збудження є унікальна властивість – генерувати реактивну потужність в електричних установках для підвищення енергетичних показників джерел і приймачів електричної енергії, наприклад, для підвищення коефіцієнта потужності мережі. Для цього ж використовують синхронні компенсатори, які встановлюються на підстанціях електричних мереж.

5.2. Паспортні дані синхронних машин

Кожна синхронна машина обладнується табличкою номінальних даних, на якій зазначаються:

- 1) тип машини – генератор, двигун, компенсатор;
- 2) номінальна повна потужність для генераторів та компенсаторів S_N у кіловольт-амперах (кВ·А) – електрична потужність на затискачах обмотки статора.

Номінальна потужність для двигунів P_N у кіловатах (кВт) – механічна потужність на валу двигуна;

- 3) номінальна лінійна напруга U_N у кіловольтах (кВ);
- 4) частота мережі f у герцах (Гц);
- 5) кількість фаз обмотки статора m_s ;
- 6) схема з'єднання фазних обмоток статора – для синхронних машин застосовується тільки з'єднання за схемою Y;
- 7) номінальна частота обертання n_N в обертах за хвилину (об/хв);
- 8) номінальний струм обмотки статора I_{sN} в амперах (А). Через те, що обмотка статора завжди з'єднується за схемою Y, лінійний та фазний струми обмотки статора однакові;
- 9) вид системи збудження;
- 10) номінальна напруга системи збудження U_E у вольтах (В) (для машин із постійними магнітами не зазначається);
- 11) номінальний струм збудження I_E в амперах (А) (для машин із постійними магнітами не зазначається);
- 12) номінальний коефіцієнт потужності $\cos \varphi_{sN}$ у відносних одиницях;
- 13) номінальний ККД η_N у відносних одиницях або у відсотках (%);
- 14) номінальний момент на валу двигуна M_N у ньютонках на метр (Н·м);
- 15) умовна позначка способу охолодження.

5.3. Принцип дії синхронної машини

Синхронна машина є електричною машиною змінного струму, тому статор синхронної машини виконується так само, як і у асинхронної машини (рис. 5.1). На роторі розташовується зосереджена обмотка збуд-

ження. Вона живиться постійним струмом, який підводиться до обертового ротора через нерухомі щітки, які накладаються на контактні кільця, укріплені на валу. Синхронна машина є машиною подвійного живлення: в обмотці статора протікає змінний струм, а в обмотці збудження – постійний.

Постійний струм обмотки збудження I_E наводить незмінний у часі магнітний потік збудження Φ_E . Напрямок магнітного потоку визначається за правилом свердлика. За рахунок відповідного профілювання повітряного проміжку розподіл магнітної індукції магнітного поля збудження наближається до синусоїдного.

У синхронній машині так само, як і у асинхронній, кількість пар полюсів статора завжди дорівнює кількості пар полюсів ротора, $p_s = p_r$. Тому надалі використовується позначення кількості пар полюсів p .

У режимі генератора (рис. 5.2) ротор приводиться в обертання будь-яким приводним механізмом із деякою частотою обертання n_r . Магнітний потік збудження Φ_E перетинає провідники фазних обмоток статора й індукуює в них змінні ЕРС e_A, e_B, e_C . Напрямок ЕРС визначається за правилом правої руки.

При синусоїдному розподілі магнітної індукції магнітного поля збудження ЕРС e_A, e_B, e_C змінюються у часі також за синусоїдним законом.

Частота ЕРС фазної обмотки статора

$$f_s = \frac{pn_r}{60}. \quad (5.1)$$

Якщо трифазну обмотку статора замкнути на симетричне навантаження, то в обмотці статора протікатиме трифазний струм, який створить

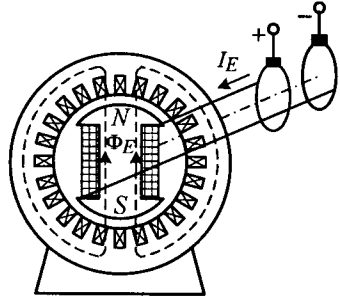


Рисунок 5.1 – Електромагнітна схема двопольної явнополюсної синхронної машини

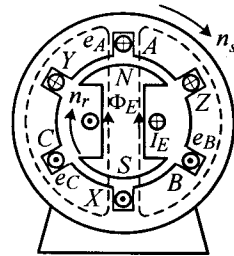


Рисунок 5.2 – Електромагнітна схема двопольного явнополюсного синхронного генератора

обертову хвилю МРС. Ця хвиля створює обертовий магнітний потік обмотки статора з частотою обертання n_s (4.15).

При підстановці (5.1) до (4.15) отримується:

$$n_s = \frac{60}{p} \cdot \frac{pn_r}{60} = n_r = n. \quad (5.2)$$

Частоти обертання магнітних потоків обмотки статора та збудження однакові. Це означає, що магнітні потоки обмотки статора та збудження обертаються синхронно. Звідси й назва машини.

В режимі двигуна обмотка статора вмикається до трифазної мережі змінного струму. Струми в фазних обмотках статора i_A , i_B , i_C створюють обертову хвилю МРС, яка, в свою чергу, створює обертове магнітне поле з частотою обертання n_s (рис. 5.3). Різноїменні полюси магнітних полів обмотки статора і збудження притягуються, та відбувається обертання ротора синхронно з обертанням магнітного поля обмотки статора. Рівняння (5.1) і (5.2) підтверджуються й для режиму двигуна.

Синхронна машина подібно до інших обертових електричних машин є оборотною, тобто та сама синхронна машина може працювати як у режимі генератора, так і в режимі двигуна.

У режимі генератора синхронна машина може працювати:

а) у режимі автономної роботи на навантаження. В цьому режимі синхронні генератори працюють, якщо вони живлять окремого споживача або мережу невеликої потужності;

б) у режимі паралельної роботи з мережею нескінченної потужності.

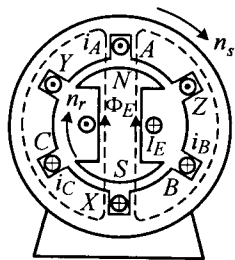


Рисунок 5.3 –
Електромагнітна
схема двополюсного
явнополюсного
синхронного двигуна

У режимі двигуна синхронна машина може працювати:

а) власне в режимі двигуна;

б) в режимі синхронного компенсатора.

Частота ЕРС фазної обмотки статора f_s повинна співпадати зі стандартною частотою мережі, до якої приєднується синхронний генератор або двигун.

При незмінній частоті мережі частота обертання ротора, яка жорстко пов'язана з кількістю полюсів машини, також буде незмінною. Так,

для України з частотою мережі 50 Гц з (5.1) та (5.2) впливає, що при кількості полюсів $2p=2$ частота обертання $n=3000$ об/хв; при $2p=4$ – $n=1500$ об/хв; при $2p=6$ – $n=1000$ об/хв і т. д.

Обмотка статора синхронної машини є робочою обмоткою, тому що в ній індукується ЕРС та протікає робочий струм. За термінологією, що історично склалася в електричних машинах, робоча обмотка може називатися обмоткою якоря.

Обмотка ротора синхронної машини є обмоткою, що створює основний магнітний потік. Ротор є індуктором. За термінологією, що історично склалася в синхронних машинах, роторна обмотка має назву *обмотка збудження*.

5.4. Конструкція синхронних машин

5.4.1. Статор синхронної машини

Статор виконується так само, як і статор асинхронної машини. Це сталевий шихтований циліндр, на внутрішній поверхні якого розташовуються пази, до яких уміщається, як правило, трифазна петльова або хвильова обмотка (рис. 5.4).

Якщо зовнішній діаметр статора менший за 1 м, то осердя статора набирається з суцільних кільцевих пластин (рис. 5.5, а). Якщо зовнішній діаметр статора більший за 1 м, то осердя статора набирається з кільцевих сегментів (рис. 5.5, б).

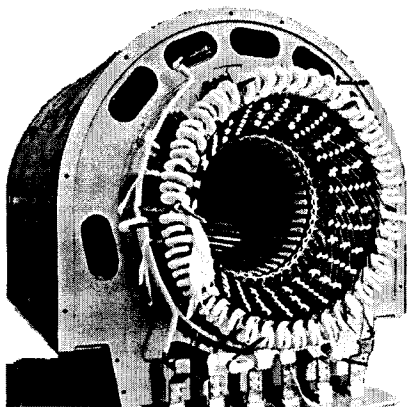


Рисунок 5.4 – Статор синхронної машини

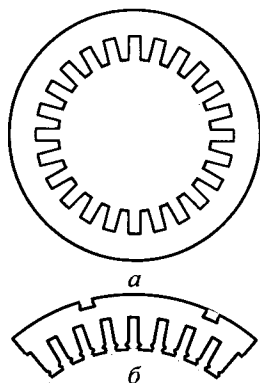


Рисунок 5.5 – Листи осердя статора синхронної машини

Осердя статора може мати аксіальні або (та) радіальні вентиляційні канали. Осердя статора з обмоткою закріплюється в корпусі, який може бути литим або зварним.

5.4.2. Ротор синхронної машини

Існують дві конструкції роторів синхронних машин: явнополюсні та неявнополюсні (рис. 5.6).

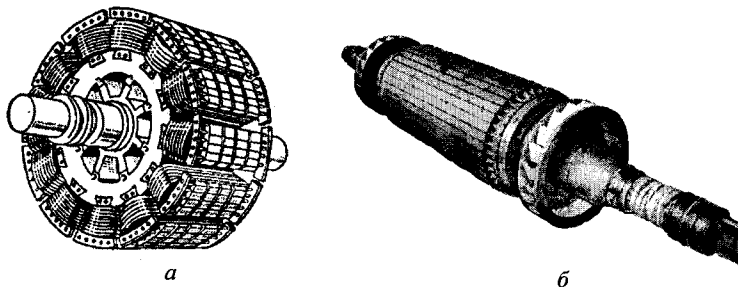


Рисунок 5.6 – Явнополюсний (а) та неявнополюсний (б) ротори синхронних машин

Явнополюсний ротор має явно виражені полюси. На ці полюси одягаються котушки обмотки збудження. Котушки з'єднуються між собою послідовно так, щоби утворювалось чергування полюсів магнітного поля збудження. Якщо зовнішній діаметр ротора менший за 1 метр, то ротор виконується шихтованим з суцільних пластин. Якщо зовнішній діаметр ротора більший за 1 м, то шихтованими виконуються тільки полюси, а корпус (обід ротора) – масивним.

Полюсні осердя мають у нижній частині виступ типу «ластівчин хвіст». При складанні ротора цей виступ заводиться у відповідний проріз корпусу ротора та закріплюється за допомогою зустрічних клинів.

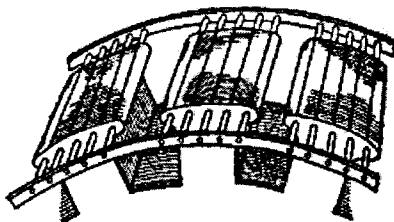


Рисунок 5.7 – Полюси синхронної машини із заспокійливою (демпферною) обмоткою

На зовнішній поверхні полюсних наконечників знаходяться пази круглого перерізу, в які поміщуються стрижні заспокійливої (демпферної) обмотки (рис. 5.7).

З торців ці стрижні об'єднуються короткозамикальними перемичками. Перемички двох сусідніх полюсів можуть з'єднуватися одна з одною. Стрижні та перемич-

ки створюють повну (як в асинхронній машині) або неповну білячу клітку, що в режимі двигуна використовується як пускова обмотка.

Неявнополюсний ротор виконується з масивної поковки, розміри якої можуть досягати в діаметрі 1,2 м, довжиною до 6,5 м.

По зовнішній поверхні поковки фрезуються пази. В ці пази вкладаються стрижні одношарової обмотки збудження (рис. 5.8). В пазу обмотка збудження закріплюється за допомогою дюралюмінієвих клинів. Лобові частини обмотки збудження закріплюються за допомогою сталевих немагнітних бандажів.

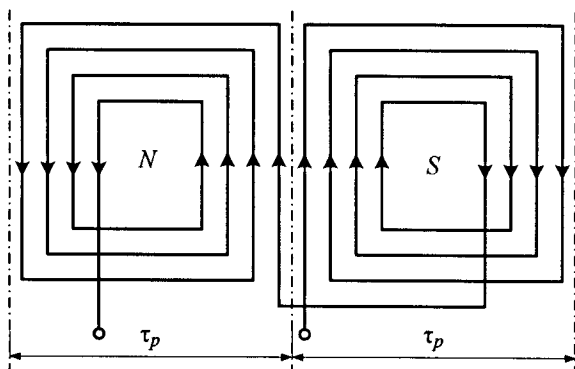


Рисунок 5.8 – Схема-розгортка обмотки збудження двополюсної синхронної машини

Приблизно третина кожного полюсного кроку ротора вільна від пазів і створює так званий «великий зубець» для входу та виходу магнітного потоку збудження. Часто пази виконують і на великому зубці для надання ротору рівномірності. Ці пази заповнюють феромагнітним матеріалом.

Неявнополюсний ротор не має стрижнів заспокійливої обмотки. Її функцію виконує поверхневий шар металу ротора, в якому наводяться вихрові струми у перехідних режимах.

Для тихохідних синхронних машин (з частотою обертання декілька десятків або сотень обертів за хвилину) та для синхронних машин малої потужності використовуються явнополюсні ротори, для швидкохідних синхронних машин (з частотою обертання 1500 або 3000 об/хв) незалежно від потужності – неявнополюсні ротори.

5.4.3. Системи охолодження синхронних машин

Система охолодження залежить від потужності синхронної машини.

При потужності до 25000 кВ·А використовується примусове повітряне охолодження. При потужності 25000–300000 кВ·А використовується водневе охолодження. Густина водню приблизно в 10 разів менша, ніж у повітря, і втрати потужності на вентиляцію будуть меншими. Теплопровідність водню приблизно в 6 разів більша, ніж у повітря, отже, процес тепловіддачі проходить значно інтенсивніше. Для таких потужностей використовується непряме охолодження. Охолодний газ омиває зовнішні поверхні обмоток та осердя.

При потужності понад 300000 кВ·А використовують безпосереднє охолодження. Провідники обмотки мають внутрішні канали, крізь які проводиться охолодний газ або діелектрична рідина (рис. 5.9).

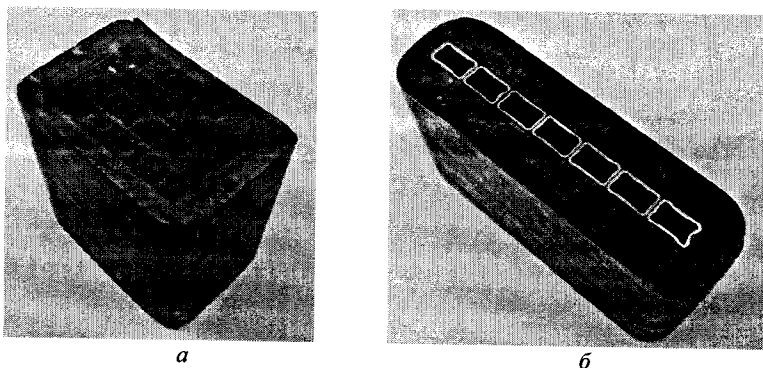


Рисунок 5.9 – Поперечний розріз стрижня обмотки статора синхронної машини з безпосереднім охолодженням:
а – водою; б – воднем

За останні 50 років потужність турбогенератора в одному габариті зросла приблизно в 10 разів. Насамперед за рахунок інтенсифікації охолодження й удосконалення ізоляції.

5.4.4. Збудження синхронних машин

Збудження синхронних машин існує двох типів: магнітоелектричне та електромагнітне.

Магнітоелектричне збудження здійснюється від постійних магнітів. Цей тип збудження використовується для мікродвигунів і синхронних машин потужністю до декількох десятків кіловат (двигуни) або кіло-

вольт-ампер (генератори).

Електромагнітне збудження поділяється на електромашинне та вентильне.

При електромашинному збудженні струм до обмотки збудження $F1F2$ синхронного генератора GS надходить з електричного генератора, який називається збуджувачем (рис. 5.10). Збуджувач – генератор постійного струму G (рис. 5.10, а) – закріплюється на валу синхронного генератора або отримує механічний привод з вала синхронного генератора. Збуджувач – генератор змінного струму G (рис. 5.10, б) – підключається до входу випрямляча D , а вихід випрямляча D з'єднується з обмоткою збудження $F1F2$ синхронного генератора GS .

Регулювання струму збудження синхронного генератора виконується зміною струму збудження збуджувача.

При вентильному збудженні (рис. 5.11) обмотка збудження $F1F2$ синхронного генератора GS підключається до виходу керованого випрямляча D . Вхід керованого випрямляча D підключається на вихідні затискачі генератора GS . Тобто в цьому випадку використовується самозбудження. Регулювання струму збудження синхронного генератора здійснюється керуванням випрямляча D .

Для усіх систем збудження однією з найважливіших вимог є швидкодія, тобто кожна система збудження повинна дозволяти швидко двократне збільшення струму збудження (форсування струму збудження). Це необхідно при виникненні деяких перехідних процесів синхронних генераторів.

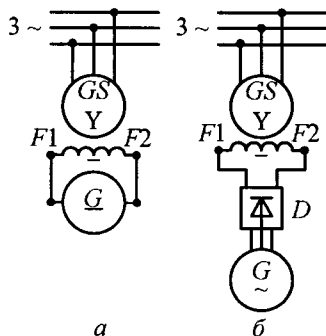


Рисунок 5.10 – Електричні схеми електромашинного збудження синхронної машини при збуджувачах:
а – генераторі постійного струму;
б – генераторі змінного струму

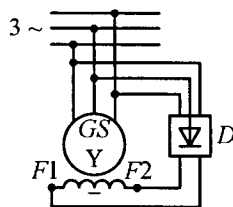


Рисунок 5.11 – Принципова схема вентильного збудження синхронної машини

5.4.5. Приклади застосування синхронних машин

Турбогенератори (рис. 5.12) приводяться в обертання швидкохідними паровими турбінами. Діапазон потужностей турбогенераторів є дуже широким: від 5000 до 1750000 кВ·А. Сучасні турбогенератори виконані дво- або чотириполюсними.

Ротори турбогенераторів виконуються неявнополюсними з горизонтальним розташуванням вала.

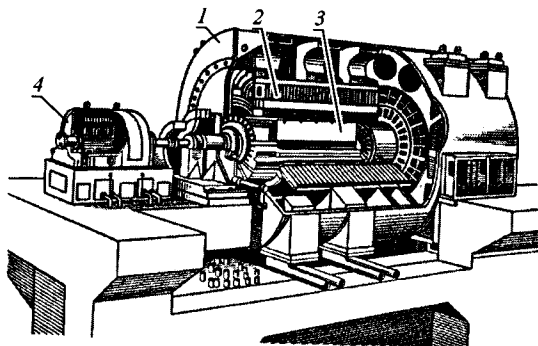


Рисунок 5.12 – Турбогенератор у розрізі:
1 – корпус; 2 – статор; 3 – ротор; 4 – збуджувач

Максимальними розмірами ротора є діаметр 1,2 м, довжина осердя – до 6,5 м. Саме в турбогенераторах застосовуються складні системи охолодження воднем, водою або повітрям.

Гідрогенератори (рис. 5.13) приводяться

до обертання тихохідними водяними турбінами з частотою обертання декілька десятків або сотень обертів за хвилину, наприклад, 48-ми полюсний генератор має частоту обертання 125 об/хв при частоті 50 Гц. Через тихохідність гідрогенераторів вони виконуються явнополюсними.

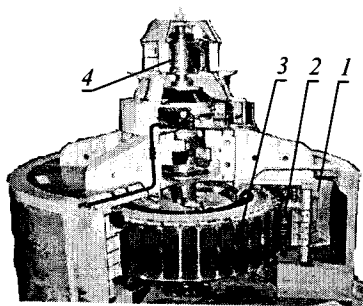


Рисунок 5.13 – Макет вертикального гідрогенератора:
1 – корпус; 2 – статор; 3 – ротор;
4 – збуджувач

Найбільша потужність гідрогенератора в світі становить 760000 кВ·А. Гідрогенератори не мають габаритних обмежень, їх розміри сягають – внутрішній діаметр осердя статора 16 м, висота пакета статора 2 м. Розташування вала може бути вертикальним. Вал може закріплюватися за допомогою верхнього або нижнього підшипників.

Для гідрогенераторів середньої потужності можливо капсульне виконання. Для цього гідрогенератор із

горизонтальним розташуванням вала розміщується в капсулі та занурюється безпосередньо в водяний потік. Такі гідрогенератори встановлені на Київській ГЕС. Для мікрогідроенергетики застосовуються генератори з потужностями від декількох одиниць до декількох сотень кіловольтампер.

Для автономних електростанцій застосовуються дизель-генератори (рис. 5.14), які приводяться в обертання двигунами внутрішнього згоряння. Дизель-генератори мають потужність 1–10000 кВт та частоту обертання до 1000 об/хв. Ротор виконується явнополюсним із горизонтальним розташуванням вала.

Синхронні двигуни (рис. 5.15) виконуються потужністю від 1 до 10000 кВт, частотою обертання 1500 та 3000 об/хв неявнополюсного виконання та з частотою обертання до 750 об/хв явнополюсного виконання. Розташування вала, як правило, виконується горизонтальним. Двигуни використовуються в електроприводах, які не потребують регулювання частоти обертання або потребують її точної постійності.

Синхронні компенсатори є генераторами реактивної потужності. Вони є синхронними двигунами, що працюють у режимі неробочого ходу, тому їхній вал виконується полегшеним.

Синхронні компенсатори встановлюються ззовні приміщень, тому корпус герметизується.

5.5. Магнітне поле збудження синхронної машини

5.5.1. Загальні положення

Магнітний потік кожного полюса, перетинаючи повітряний проміжок, поділяється на дві рівні частини та замикається крізь два найближ-

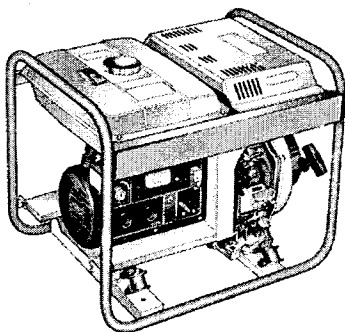


Рисунок 5.14 – Дизель-генератор

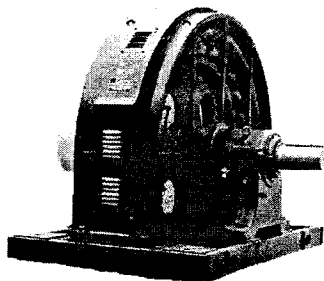


Рисунок 5.15 – Синхронний двигун типу 4СДМ

чих різнойменних полюси (рис. 5.16).

Вісь, яка проходить посередині полюса та збігається з віссю магнітного потоку збудження, називається поздовжньою віссю або віссю d . Вісь, яка проходить посередині між двома сусідніми полюсами, називається поперечною віссю або віссю q . Кут між осями d і q для синхронних машин з будь-якою кількістю полюсів завжди становить 90 електричних градусів. Осі d та q жорстко зв'язані з ротором, тобто обертаються разом із ним.

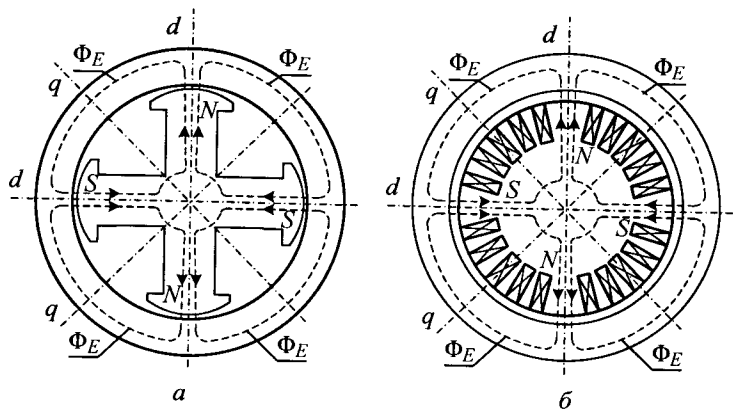


Рисунок 5.16 – Магнітні кола явнополюсної (а) та неявнополюсної (б) синхронних машин

Явнополюсна машина має повітряний проміжок, який змінює свою величину уздовж кола статора. Явнополюсна машина є магнітно несиметричною по поздовжній та поперечній осях. Деякі величини необхідно визначати окремо по кожній осі. Наприклад, коефіцієнт насичення (див. п. 3.6.2) існує по поздовжній осі $k_{\mu d}$ та по поперечній осі $k_{\mu q}$.

Неявнополюсна машина має незмінний повітряний проміжок уздовж кола статора. Неявнополюсна синхронна машина є магнітно симетричною по поздовжній та поперечній осях.

В явнополюсній машині розподіл магнітної індукції магнітного поля збудження в повітряному проміжку максимально наближається до синусоїдного за рахунок профілювання повітряного проміжку, в неявнополюсній – за рахунок розташування провідників обмотки збудження не на всій поверхні кола ротора (створення «великого зубця»).

5.5.2. Магнітне поле збудження явнопольсної синхронної машини

Реальний розподіл магнітної індукції уздовж повітряного проміжку $B_E(x)$ є криволінійною трапецією 1 (рис. 5.17). Тому крім першої гармоніки магнітної індукції $B_{E1}(x)$ 2 в розподілі присутні вищі гармоніки.

При обертанні ротора ці гармоніки індукують в обмотці статора вищі гармоніки ЕРС. Для ослаблення вищих гармонік ЕРС використовують укорочення кроку обмотки, розподіл обмотки по пазах та скіс пазів (див. розд. 3). У результаті цих заходів вищі гармоніки ЕРС дуже малі, тому ними можна знехтувати.

В теорії синхронних машин розглядаються тільки перші гармоніки напруги, ЕРС і струмів.

Реальне існування вищих гармонік магнітної індукції магнітного поля збудження враховується за допомогою коефіцієнтів форми магнітного поля збудження k_f та магнітного потоку збудження k_Φ .

Площа S_1 фігури, обмежена кривою 1 та віссю абсцис (рис. 5.17), пропорційна магнітному потоку Φ_E . Площа S_2 фігури, обмежена кривою 2, пропорційна першій гармоніці магнітного потоку Φ_{E1} .

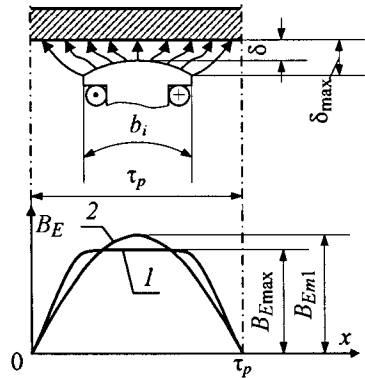


Рисунок 5.17 – Розподіл магнітної індукції синхронної явнопольсної машини в межах одного полюсного кроку

Коефіцієнт форми магнітного поля збудження

$$k_f = \frac{B_{Eml}}{B_{E\max}}. \quad (5.3)$$

Коефіцієнт магнітного потоку збудження

$$k_\Phi = \frac{S_1}{S_2} = \frac{\Phi_E}{\Phi_{E1}}. \quad (5.4)$$

Коефіцієнти k_f і k_Φ є складними функціями геометрії магнітного

кола: коефіцієнта полюсного перекриття $\alpha = \frac{b_i}{\tau_p}$; розкриття повітряного проміжку $\frac{\delta_{\max}}{\delta}$; відносного повітряного проміжку $\frac{\delta}{\tau_p}$.

У синхронних машинах коефіцієнт полюсного перекриття α становить 0,65–0,75, розкриття повітряного проміжку $\frac{\delta_{\max}}{\delta} - 1-2$, відносний повітряний проміжок $\frac{\delta}{\tau_p} - 0,01-0,05$.

Для всіх поєднань геометричних розмірів спроектованих синхронних машин коефіцієнти $k_f \left(\frac{\delta_{\max}}{\delta}; \frac{\delta}{\tau_p}; \alpha \right)$ та $k_\Phi \left(\frac{\delta_{\max}}{\delta}; \frac{\delta}{\tau_p}; \alpha \right)$ розраховано та наведено у вигляді кривих у посібниках з проектування цих машин. Коефіцієнт k_f змінюється в межах 0,95–1,05, коефіцієнт $k_\Phi - 0,9-1,05$.

Струм обмотки збудження I_E створює МРС обмотки збудження на один полюс F_E .

3 (3.157)

$$F_E = \frac{F_o}{2} = I_E N_E. \quad (5.5)$$

Максимальне значення магнітної індукції магнітного поля збудження (див. п. 3.6.2 та рис. 5.17)

$$B_{E\max} = \frac{\mu_0}{\delta \cdot K_C \cdot k_{\mu d}} \cdot I_E N_E. \quad (5.6)$$

Амплітудне значення першої гармоніки магнітної індукції (див. рис. 5.17)

$$B_{Em1} = k_f B_{E\max} = \frac{\mu_0}{\delta \cdot K_C \cdot k_{\mu d}} \cdot I_E N_E \cdot k_f. \quad (5.7)$$

Перша гармоніка магнітної індукції створює першу гармоніку магнітного потоку.

Діюче значення першої гармоніки магнітного потоку збудження

$$\Phi_{E1} = \frac{2}{\pi} \cdot B_{Em1} \cdot \tau_p \cdot l = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\mu_0 \cdot \tau_p \cdot l}{\delta \cdot K_C \cdot k_{\mu d}} \cdot I_E N_E \cdot k_f \cdot \quad (5.8)$$

Магнітний потік збудження з (5.4) та (5.8)

$$\Phi_E = k_\Phi \cdot \Phi_{E1} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\mu_0 \cdot \tau_p \cdot l}{\delta \cdot K_C \cdot k_{\mu d}} \cdot I_E N_E \cdot k_f \cdot k_\Phi \cdot \quad (5.9)$$

Крім магнітного потоку Φ_E існують магнітні потоки розсіяння, які складаються з магнітних потоків розсіяння лобових частин обмотки збудження та магнітних потоків розсіяння в міжполюсних проміжках ротора.

5.5.3. Магнітне поле збудження неявнополюсної синхронної машини

У неявнополюсного ротора з великим зубцем існують частини поверхні ротора, де розташовується обмотка збудження та без неї. Ці частини називаються обмотаною і необмотаною відповідно.

Співвідношення обмотаної та необмотаної частин ротора

$$\gamma = \frac{Q_r}{Q_n}, \quad (5.10)$$

де Q_r – кількість пазів ротора; Q_n – кількість зубцевих кроків ротора при розташуванні пазів рівномірно уздовж всього кола ротора.

В існуючих синхронних неявнополюсних машинах кількість пазів ротора на одному полюсному кроці q_E становить 20–40, тоді величина співвідношення γ знаходиться в межах 0,65–0,8.

Реальний розподіл магнітної індукції уздовж повітряного проміжку $B_E(x)$ є прямолінійною трапецією l висотою $B_{E\max}$ (рис. 5.18). Перша гармоніка 2, яка виділена з цього розподілу, має амплітуду B_{Em1} .

Розподілена обмотка збудження еквівалентується однофазною одношаровою розподіленою обмоткою з діаметральним кроком (рис. 5.19). Еквівалентна обмотка має фазну зону, яка дорівнює $\gamma \cdot \tau_p$.

Коефіцієнт розподілу еквівалентної обмотки згідно з (3.24)

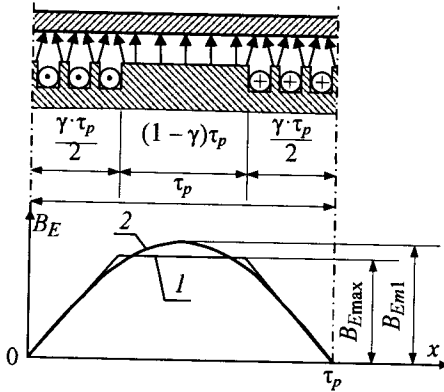


Рисунок 5.18 – Розподіл магнітної індукції синхронної неявнополюсної машини в межах одного полюсного кроку

$$K_{dE} = \frac{\sin \frac{q_E \cdot \alpha}{2}}{q_E \cdot \sin \frac{\alpha}{2}} \quad (5.11)$$

Величина $q_E \cdot \alpha$ визначає фазну зону обмотки, тобто частину полюсного кроку, зайнятою обмоткою. Для обмотки збудження синхронної неявнополюсної машини фазна зона дорівнює $\gamma \cdot \tau_p$. З урахуванням того, що полюсний крок τ_p відповідає куту в π радіан, отримується рівняння:

$$q_E \cdot \alpha = \gamma \cdot \pi. \quad (5.12)$$

З (5.12) визначається кут α :

$$\alpha = \frac{\gamma \cdot \pi}{q_E}. \quad (5.13)$$

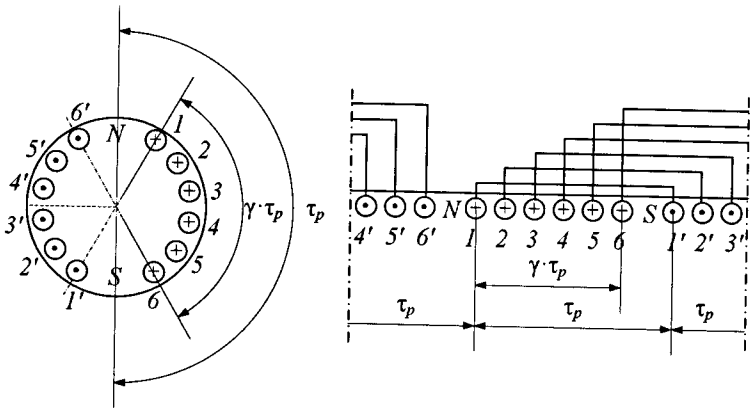


Рисунок 5.19 – Подання обмотки збудження синхронної неявнополюсної машини еквівалентною однофазною одношаровою розподіленою обмоткою з діаметральним кроком

Кут α виявляється меншим за 10° . При таких малих кутах $\sin \alpha = \alpha$ (в радіанах). При підстановці (5.12) і (5.13) до (5.11) коефіцієнт розподілу для еквівалентної обмотки збудження

$$K_{dE} = \frac{\sin \frac{\gamma \cdot \pi}{2}}{\gamma \cdot \frac{\pi}{2}}. \quad (5.14)$$

Амплітудне значення першої гармоніки магнітної індукції при реальному розподілі магнітної індукції як прямолінійна трапеція

$$B_{Em1} = \frac{4}{\pi} \cdot B_{E\max} \cdot K_{dE} = \frac{4}{\pi} \cdot B_{E\max} \cdot \frac{\sin \frac{\gamma \cdot \pi}{2}}{\gamma \cdot \frac{\pi}{2}} = k_f \cdot B_{E\max}. \quad (5.15)$$

Коефіцієнт форми магнітного поля збудження

$$k_f = \frac{B_{Em1}}{B_{E\max}} = \frac{8 \cdot \sin \frac{\gamma \cdot \pi}{2}}{\pi^2 \cdot \gamma}. \quad (5.16)$$

Магнітний потік збудження Φ_E можна подати як суму магнітних потоків необмотаної Φ' та обмотаної Φ'' частин ротора:

$$\Phi_E = \Phi' + \Phi''. \quad (5.17)$$

Магнітний потік необмотаної частини ротора (див. рис. 5.18)

$$\Phi' = B_{E\max} \cdot (1 - \gamma) \cdot \tau_p \cdot l. \quad (5.18)$$

Магнітний потік обмотаної частини ротора (див. рис. 5.18)

$$\Phi'' = B_{E\max} \cdot \frac{\gamma \cdot \tau_p}{2} \cdot l. \quad (5.19)$$

Магнітний потік збудження відповідно до (5.17), (5.18), (5.19)

$$\Phi_E = B_{E\max} \cdot (1 - \gamma) \cdot \tau_p \cdot l + B_{E\max} \cdot \frac{\gamma \cdot \tau_p}{2} \cdot l = \left(1 - \frac{\gamma}{2}\right) \cdot B_{E\max} \cdot \tau_p \cdot l. \quad (5.20)$$

Діюче значення першої гармоніки магнітного потоку збудження з урахуванням (5.15)

$$\Phi_{E1} = \frac{2}{\pi} \cdot \Phi_{Em1} = \frac{2}{\pi} \cdot B_{Em1} \cdot \tau_p \cdot l = \frac{2}{\pi} \cdot k_f \cdot B_{E\max} \cdot \tau_p \cdot l. \quad (5.21)$$

Коефіцієнт магнітного потоку збудження відповідно до (5.4) та з урахуванням (5.20) і (5.21)

$$k_\Phi = \frac{\pi \left(1 - \frac{\gamma}{2}\right)}{2k_f}. \quad (5.22)$$

Таким чином, для синхронної неявнополюсної машини коефіцієнти k_f та k_Φ визначаються аналітично.

5.6. Реакція якоря синхронної машини

5.6.1. Магнітне поле обмотки статора синхронної машини

Реакцією якоря називається вплив магнітного поля обмотки статора на магнітне поле збудження. Застосування термінів «статор» – «якір» пояснено в підрозд. 1.1.

При аналізі процесів у синхронній машині вважається, що всі електричні та магнітні величини змінюються у часі за синусоїдним законом, тому використовується комплексний (символічний) метод запису цих величин. Розглядаються тільки перші гармоніки електричних та магнітних величин, тому що тільки вони беруть участь у корисному перетворенні енергії. Індекс 1, що позначає першу гармоніку, не пишеться.

При навантаженні в синхронній машині діють дві МРС: МРС збудження \underline{F}_E та МРС обмотки статора \underline{F}_a . Кожна з них створює свій магнітний потік: магнітний потік збудження $\underline{\Phi}_E$ та магнітний потік реакції якоря $\underline{\Phi}_a$ відповідно. Магнітні потоки $\underline{\Phi}_E$ та $\underline{\Phi}_a$ індукують в обмотці статора ЕРС \underline{E}_o та \underline{E}_a . ЕРС \underline{E}_o називається ЕРС неробочого ходу, тому що саме ця ЕРС існує за відсутності струму в обмотці статора, тобто в режимі неробочого ходу. ЕРС \underline{E}_a називається ЕРС реакції якоря.

Реакція якоря залежить:

- ✓ від магнітного стану машини (ненасичена або насичена магнітна система);
- ✓ від типу ротора (явнополюсний, неявнополюсний);
- ✓ від величини навантаження (величини та характеру струму I_s).

Якщо машина ненасичена, то результуючий магнітний потік або магнітний потік повітряного проміжку

$$\underline{\Phi}_{\delta} = \underline{\Phi}_E + \underline{\Phi}_a. \quad (5.23)$$

При насиченій магнітній системі магнітний потік $\underline{\Phi}_{\delta}$ дещо менший. Для визначення його величини необхідні додаткові заходи.

Магнітний потік $\underline{\Phi}_E$ не залежить від навантаження, а магнітний потік $\underline{\Phi}_a$ залежить. Результуючий магнітний потік $\underline{\Phi}_{\delta}$ при переході від режиму неробочого ходу до режиму навантаження змінює свою величину. Це є важливою особливістю автономного режиму роботи синхронного генератора.

Для обмотки статора вводиться поняття результуючої ЕРС як результату дії магнітного потоку $\underline{\Phi}_{\delta}$:

$$\underline{E}_{\delta} = \underline{E}_o + \underline{E}_a. \quad (5.24)$$

5.6.2. Реакція якоря неявнополусної синхронної машини

Для аналізування дії реакції якоря одна фазна обмотка статора замінюється одновитковою обмоткою (рис. 5.20). Розглядається момент часу, коли струм фазної обмотки досягає свого амплітудного значення I_{sm} . Струм I_s створює магнітний потік реакції якоря Φ_a . Обмотка збудження замінюється одновитковою обмоткою зі струмом I_E . За правилом свердлика визначаються напрямки магнітних потоків обмотки збудження Φ_E та реакції якоря Φ_a . Максимум ЕРС E_o має місце, коли вісь магнітного

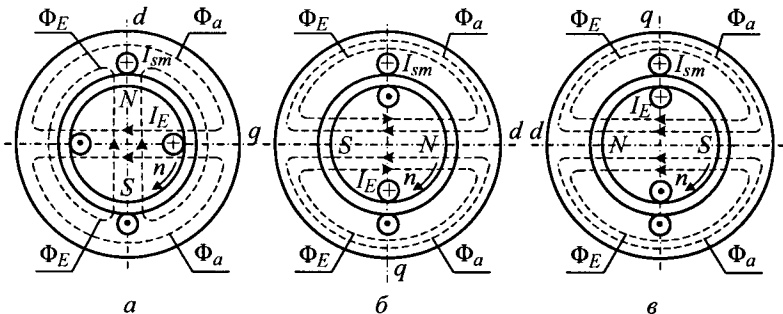


Рисунок 5.20 – Розподіл магнітних потоків збудження та реакції якоря двополусної синхронної неявнополусної машини при $\psi = 0^\circ$ (а), $\psi = 90^\circ$ (б), $\psi = -90^\circ$ (в)

потоків збудження (вісь d) перетинає пази, в яких знаходяться провідники фазної обмотки статора (на рис. 5.20 не показано).

Характер струму I_s визначається кутом зсуву ψ між струмом обмотки статора I_s та ЕРС неробочого ходу E_o .

Далі буде показано, що кут ψ залежить від кута зсуву фаз ϕ (кут між струмом I_s і напругою U_s), який, в свою чергу, визначається для синхронного генератора характером навантаження, для синхронного двигуна – коефіцієнтом потужності $\cos\phi$ мережі, від якої він живиться. Тому для практичного застосування реакцію якоря пов'язують із навантаженням генератора або коефіцієнтом потужності $\cos\phi$ мережі.

При куті $\psi = 0$ максимум струму I_{sm} настає одночасно з максимумом ЕРС E_{om} . Провідник зі струмом I_{sm} розташовується на осі d (рис. 5.20, а). Магнітний потік реакції якоря Φ_a є спрямованим по осі q , реакція якоря має поперечний характер. При цьому набіжний край полюса розмагнічується, а збіжний – намагнічується. Через насичення магнітної системи ефект розмагнічування переважає. Магнітне поле збудження спотворюється. Це призводить до того, що при переході від режиму неробочого ходу до номінального режиму результуюча ЕРС E_δ може зменшуватися на 10–12 %.

При куті $\psi = 90^\circ$ струм I_s відстає від ЕРС E_o на 90° за фазою, максимум струму I_{sm} настає через 1/4 періоду після максимуму ЕРС E_{om} . За цей час ротор двополусної машини повернеться на 90° або на 1/4 оберту за напрямком обертання магнітного поля. Провідник зі струмом I_{sm} розташовується на осі q (рис. 5.20, б). Магнітний потік реакції якоря Φ_a є спрямованим по осі d , реакція якоря має поздовжний характер. Магнітні потоки обмотки Φ_E і Φ_a спрямовані по одній осі зустрічно. Має місце розмагнічування. Магнітне поле збудження не спотворюється. Реакція якоря має поздовжньо-розмагнічувальну дію. При переході від режиму неробочого ходу до номінального режиму зменшення результуючої ЕРС E_δ може досягати 30 %.

При куті $\psi = -90^\circ$ струм I_s випереджає ЕРС E_o на 90° за фазою, максимум струму I_{sm} настає на 1/4 періоду раніше, ніж максимум ЕРС E_{om} . Ротор буде недокрученим на 1/4 оберту за напрямком обертання магніт-

ного поля. Провідник зі струмом I_{sm} розташовується на осі q (рис. 5.20, ϵ). Магнітний потік реакції якоря Φ_a є спрямованим по осі d , реакція якоря має поздовжній характер. Магнітні потоки обмотки Φ_E і Φ_a спрямовані по одній осі узгоджено. Має місце намагнічування. Магнітне поле збудження не спотворюється. Реакція якоря має поздовжньо-намагнічувальну дію. При переході від режиму неробочого ходу до номінального режиму зростання результуючої ЕРС E_δ не перевищує 10%. Невелике зростання ЕРС пов'язано з насиченням магнітної системи.

За рівняннями (5.23) та (5.24) будуються векторні діаграми реакції якоря для ненасиченої магнітної системи (рис. 5.21). Вектор магнітного потоку $\underline{\Phi}_E$ завжди спрямовується уздовж осі d . Вектор ЕРС \underline{E}_o відстає від вектора магнітного потоку $\underline{\Phi}_E$ на 90° . Під кутом ψ проводиться вектор струму \underline{I}_s . Вектор магнітного потоку реакції якоря $\underline{\Phi}_a$ збігається за фазою зі струмом \underline{I}_s . Вектор ЕРС \underline{E}_a відстає від вектора магнітного потоку $\underline{\Phi}_a$ на 90° . ЕРС \underline{E}_δ розглядається як результат дії магнітного потоку $\underline{\Phi}_\delta$, тому вектор ЕРС \underline{E}_δ відстає від вектора магнітного потоку $\underline{\Phi}_\delta$ та величина куту між ними становить 90° .

У загальному випадку кут ψ може набувати всіх проміжних значень між -90 до $+90^\circ$, тому реакція якоря може бути від намагнічувальної до розмагнічувальної.

При насиченій магнітній системі синхронної машини магнітні потоки $\underline{\Phi}_E$ та $\underline{\Phi}_a$ додавати не можна. В цьому випадку результуюча ЕРС \underline{E}_δ

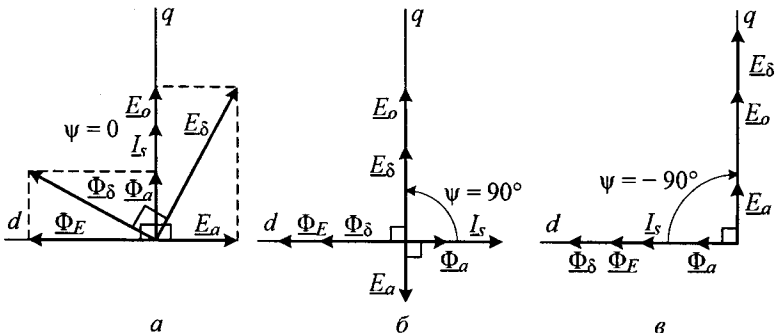


Рисунок 5.21 – Векторні діаграми ЕРС синхронної неявнополусної машини при $\psi = 0$ (а), $\psi = 90^\circ$ (б), $\psi = -90^\circ$ (в)

визначається за значенням результуючої МРС \underline{F}_δ . При визначенні величини МРС \underline{F}_δ необхідно величину МРС F_a зводити до величини F_E , що буде показано в п. 5.6.4.

Амплітуда МРС фазної обмотки статора за (3.69)

$$F_{am} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{I_s \cdot N_s}{p} \cdot K_{ws} \quad (5.25)$$

Амплітуда магнітної індукції магнітного поля обмотки статора за (3.115)

$$B_{am} = \frac{\mu_0}{\delta \cdot K_C \cdot k_\mu} \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{I_s \cdot N_s}{p} \cdot K_{ws} \quad (5.26)$$

Амплітуда магнітного потоку реакції якоря за (3.116)

$$\Phi_{am1} = \frac{\mu_0 \cdot \tau_p \cdot l}{\delta \cdot K_C \cdot k_\mu} \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\pi^2} \cdot m_s \cdot \frac{I_s \cdot N_s}{p} \cdot K_{ws} \quad (5.27)$$

Діюче значення ЕРС реакції якоря за (3.42)

$$E_a = \pi\sqrt{2} \cdot f_s \cdot N_s \cdot \Phi_{am1} \cdot K_{ws} \quad (5.28)$$

5.6.3. Реакція якоря явнополюсної синхронної машини

Особливістю явнополюсної синхронної машини є магнітна несиметрія по осях d і q . Магнітний потік реакції якоря Φ_a буде істотно змінюватися залежно від розташування відносно осей d і q . Для визначення реакції якоря синхронної явнополюсної машини використовується теорія двох реакцій.

Вектор обертової МРС обмотки статора \underline{F}_a розкладається по осях d та q , які обертаються синхронно з ним:

$$\underline{F}_a = \underline{F}_{ad} + \underline{F}_{aq}, \quad (5.29)$$

де \underline{F}_{ad} , \underline{F}_{aq} – МРС реакції якоря по поздовжній та поперечній осях відповідно.

МРС \underline{F}_{ad} і \underline{F}_{aq} створюють магнітні потоки реакції якоря по поздовжній $\underline{\Phi}_{ad}$ та поперечній $\underline{\Phi}_{aq}$ осях. За теорією двох реакцій припускається, що магнітні потоки $\underline{\Phi}_{ad}$ та $\underline{\Phi}_{aq}$ існують незалежно один від одного,

тобто магнітна система синхронної машини вважається ненасиченою.

Магнітні потоки Φ_{ad} і Φ_{aq} індукують в обмотці статора ЕРС реакції якоря по поздовжній E_{ad} та поперечній E_{aq} осях.

Вектор струму обмотки статора також розкладається по осях d та q :

$$I_s = I_{sd} + I_{sq}, \quad (5.30)$$

де I_{sd} , I_{sq} – складові струму обмотки статора по поздовжній та поперечній осях відповідно.

З розкладення величин по осях (рис. 5.22) випливає, що на величини складових МРС E_a та струму I_s впливає кут ψ .

МРС реакції якоря по поздовжній та поперечній осях відповідно

$$E_{ad} = E_a \sin \psi, \quad (5.31)$$

$$E_{aq} = E_a \cos \psi. \quad (5.32)$$

Складові струму обмотки статора по поздовжній та поперечній осях відповідно

$$I_{sd} = I_s \sin \psi, \quad (5.33)$$

$$I_{sq} = I_s \cos \psi. \quad (5.34)$$

Реакція якоря розглядається окремо по осях d і q та залежно від кута ψ .

При кутах $\psi = 90^\circ$ та $\psi = 0^\circ$ МРС E_{ad} і E_{aq} однакові за величиною, синусоїдально розподілені у межах полюсного кроку τ_p , але спрямовані по осях d і q відповідно (рис. 5.23, а, б, криві 1). При рівномірному повітряному проміжку уздовж кола статора розподіл магнітних індукцій реакції якоря по поздовжній B_{ad} та поперечній B_{aq} осях у межах полюсного кроку τ_p також був би синусоїдним та однаковим за амплітудою (це відповідає неявнополюсному ротору) (рис. 5.23, а, б, криві 2).

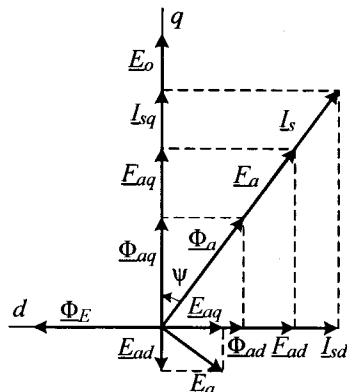


Рисунок 5.22 – Розкладення МРС, струмів, магнітних потоків та ЕРС по осях d і q

З урахуванням реальної нерівномірності повітряного проміжку розподіл магнітної індукції в обох випадках буде несинусоїдним, а саме: при суто індуктивному навантаженні – розподіл дзвоноподібний, при суто активному навантаженні – сідлоподібний (рис. 5.23, а, б, криві 3). Амплітуди перших гармонік магнітної індукції реакції якоря по поздовжній B_{adm1} та поперечній B_{aqm1} осях істотно різні (рис. 5.23, а, б, криві 4).

Таким чином, при явнополюсному роторі при незмінній величині МРС реакції якоря існує істотна різниця між першими гармоніками магнітної індукції залежно від кута ψ .

Вплив явнополюсності ротора на величину магнітного потоку реакції якоря враховується за допомогою коефіцієнтів форми поля реакції якоря по поздовжній та поперечній осях відповідно:

$$k_{ad} = \frac{B_{adm1}}{B_{adm}}; \quad (5.35)$$

$$k_{aq} = \frac{B_{aqm1}}{B_{aqm}}. \quad (5.36)$$

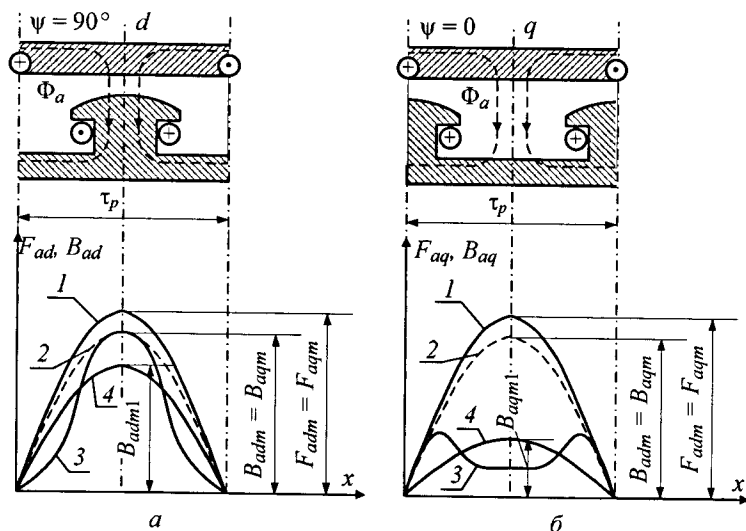


Рисунок 5.23 – Розподіл магнітної індукції синхронної явнополюсної машини в межах одного полюсного кроку при $\psi = 90^\circ$ (а) та $\psi = 0$ (б)

Коефіцієнти k_{ad} і k_{aq} є складними функціями геометрії магнітного кола. Для всіх поєднань геометричних розмірів спроектованих синхронних машин коефіцієнти $k_{ad}\left(\frac{\delta_{\max}}{\delta}, \frac{\delta}{\tau}, \alpha\right)$ і $k_{aq}\left(\frac{\delta_{\max}}{\delta}, \frac{\delta}{\tau}, \alpha\right)$ розраховано та наведено у вигляді кривих у посібниках з проектування цих машин.

У сучасних синхронних машинах коефіцієнти $k_{ad}=0,8-0,95$, $k_{aq}=0,25-0,6$.

У загальному випадку, коли кут ψ змінюється у широкому діапазоні, $-90^\circ < \psi < 90^\circ$, положення осі півхвилі МРС F_a не буде збігатися з осями d або q (див. рис. 5.22). Це створює великі складнощі при аналізі синхронних машин. Саме тому для явнополюсних синхронних машин використовується теорія двох реакцій.

Для будь-якого кута ψ струм I_s зсувається відносно ЕРС E_o на кут ψ у часі. Знакорозподіл струму зсувається відносно знакорозподілу ЕРС на кут ψ у просторі (рис. 5.24). Вектор МРС збудження F_E спрямовується по поздовжній осі d . Знакорозподіл ЕРС уздовж кола статора визначається за правилом правої руки залежно від напрям-ку магнітного потоку збудження та напрямку обертання ротора. Вісь знакорозподілу струму a знаходиться під кутом ψ

до лінії знакорозподілу ЕРС, тобто осі q . Магнітне поле, створене обмоткою статора, буде діяти уздовж осі a . Напрямок магнітного поля визначається за правилом свердлика. Вектор МРС F_a буде спрямований уздовж осі a . Вектор F_a розкладається на складові по осях d та q : МРС реакції якоря по поздовжній F_{ad} та поперечній F_{aq} осях.

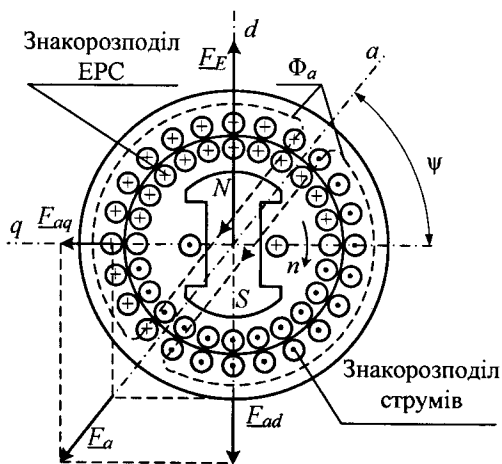


Рисунок 5.24 – Діаграма МРС синхронної машини при $\psi > 0$

Дія кожної складової враховується окремо.

Амплітуди МРС фазної обмотки статора по поздовжній та поперечній осях відповідно

$$F_{adm} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{I_{sd} \cdot N_s}{p} \cdot K_{Ws}; \quad (5.37)$$

$$F_{aqm} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{I_{sq} \cdot N_s}{p} \cdot K_{Ws}. \quad (5.38)$$

Амплітуди магнітної індукції реакції якоря по поздовжній та поперечній осях при рівномірному повітряному проміжку відповідно

$$B_{adm} = \frac{\mu_0}{\delta \cdot K_C \cdot k_{\mu d}} F_{adm}; \quad (5.39)$$

$$B_{aqm} = \frac{\mu_0}{\delta \cdot K_C \cdot k_{\mu q}} F_{aqm}. \quad (5.40)$$

Амплітуди перших гармонік магнітної індукції реакції якоря по поздовжній та поперечній осях при явнопольосному роторі, зважаючи на (5.35) і (5.36) відповідно

$$B_{adm1} = B_{adm} k_{ad}; \quad (5.41)$$

$$B_{aqm1} = B_{aqm} k_{aq}. \quad (5.42)$$

Амплітуди перших гармонік магнітного потоку реакції якоря по поздовжній та поперечній осях за (3.116) і з урахуванням (5.41) і (5.42) відповідно

$$\Phi_{adm1} = \frac{\mu_0 \cdot \tau_p \cdot l}{\delta \cdot K_C \cdot k_{\mu d}} \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\pi^2} \cdot m_s \cdot \frac{I_{sd} \cdot N_s}{p} \cdot K_{Ws} \cdot k_{ad}; \quad (5.43)$$

$$\Phi_{aqm1} = \frac{\mu_0 \cdot \tau_p \cdot l}{\delta \cdot K_C \cdot k_{\mu q}} \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\pi^2} \cdot m_s \cdot \frac{I_{sq} \cdot N_s}{p} \cdot K_{Ws} \cdot k_{aq}. \quad (5.44)$$

Діючи значення ЕРС реакції якоря за (3.42) відповідно

$$E_{ad} = \pi\sqrt{2} \cdot f_s \cdot N_s \cdot \Phi_{adm1} \cdot K_{Ws}; \quad (5.45)$$

$$E_{aq} = \pi\sqrt{2} \cdot f_s \cdot N_s \cdot \Phi_{aqm1} \cdot K_{Ws}. \quad (5.46)$$

В явнопольосній синхронній машині при будь-якому куті ψ ,

$-90^\circ \leq \psi \leq +90^\circ$, діють три МРС: МРС збудження \underline{F}_E , МРС реакції якоря по поздовжній осі \underline{F}_{ad} та МРС реакції якоря по поперечній осі \underline{F}_{aq} . Кожна з МРС створює свій магнітний потік $\underline{\Phi}_E$, $\underline{\Phi}_{ad}$ і $\underline{\Phi}_{aq}$. Кожний магнітний потік індукує свою ЕРС в обмотці статора \underline{E}_o , \underline{E}_{ad} та \underline{E}_{aq} . Усі магнітні потоки існують незалежно один від одного. Сумісною дією магнітні потоки створюють результуючий магнітний потік

$$\underline{\Phi}_\delta = \underline{\Phi}_E + \underline{\Phi}_{ad} + \underline{\Phi}_{aq}. \quad (5.47)$$

Три ЕРС сумісною дією створюють результуючу ЕРС

$$\underline{E}_\delta = \underline{E}_o + \underline{E}_{ad} + \underline{E}_{aq}. \quad (5.48)$$

На підставі (5.30), (5.47), (5.48) будується векторна діаграма (рис. 5.25). Вектор магнітного потоку $\underline{\Phi}_E$ спрямовується уздовж осі d . Вектор ЕРС \underline{E}_o відстає від магнітного потоку $\underline{\Phi}_E$ на 90° . Вектор струму \underline{I}_s відкладається під кутом ψ до вектора ЕРС \underline{E}_o . Вектор струму \underline{I}_s розкладається на складові \underline{I}_{sd} та \underline{I}_{sq} за осями d і q . Вектори магнітних потоків $\underline{\Phi}_{ad}$ та $\underline{\Phi}_{aq}$ збігаються за фазою з векторами струмів \underline{I}_{sd} і \underline{I}_{sq} відповідно. Вектори ЕРС \underline{E}_{ad} і \underline{E}_{aq} відстають від своїх магнітних потоків на 90° . За (5.47) і (5.48) будуються вектори результуючих магнітного потоку $\underline{\Phi}_\delta$ і ЕРС \underline{E}_δ відповідно.

5.6.4. Зведення обмотки статора до обмотки збудження синхронної машини

Обмотка збудження синхронної машини зосереджена, а обмотка статора – розподілена. Тому при однаковій величині МРС ці обмотки створюють різні за величиною магнітні потоки. Для визначення магнітних потоків і ЕРС обмотки статора необхідно звести МРС обмотки статора до МРС збудження (для можливості користування магнітною характеристикою $\Phi_E(F_E)$) та харак-

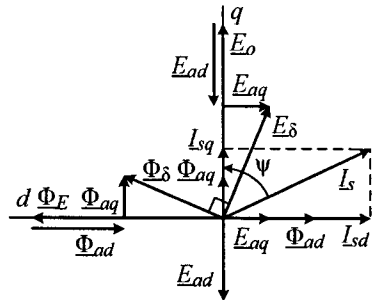


Рисунок 5.25 – Векторна діаграма ЕРС синхронної явнопольної машини при $\psi > 0$

теристикою неробочого ходу $E_o(I_E)$ синхронної машини).

При зведенні зберігаються величини перших гармонік магнітної індукції по поздовжній і поперечній осях, що створені реальною B_{ad1} й B_{aq1} та зведеною B'_{ad1} і B'_{aq1} обмотками статора:

$$B_{ad1} = B'_{ad1}; \quad (5.49)$$

$$B_{aq1} = B'_{aq1}. \quad (5.50)$$

У реальній обмотці статора по поздовжній осі діє МРС F_{ad} , у зведеної – F'_{ad} , що дорівнює МРС збудження F_E (5.5). Підставляючи (5.39) до (5.41), визначається магнітна індукція B_{ad1} . Користуючись (5.7) і (5.5), визначається магнітна індукція B'_{ad1} . Визначені магнітні індукції прирівнюються одна до одної:

$$\frac{\mu_0}{\delta \cdot K_C \cdot k_{\mu d}} \cdot F_{ad} \cdot k_{ad} = \frac{\mu_0}{\delta \cdot K_C \cdot k_{\mu d}} \cdot F'_{ad} \cdot k_f. \quad (5.51)$$

З (5.51) отримується коефіцієнт зведення по поздовжній осі або коефіцієнт реакції якоря по поздовжній осі:

$$k_d = \frac{k_{ad}}{k_f}. \quad (5.52)$$

Тоді зведена МРС реакції якоря по поздовжній осі

$$F'_{ad} = F_{ad} \frac{k_{ad}}{k_f} = F_{ad} k_d. \quad (5.53)$$

Аналогічно отримується коефіцієнт зведення по поперечній осі або коефіцієнт реакції якоря по поперечній осі

$$k_q = \frac{k_{aq}}{k_f}. \quad (5.54)$$

Зведена МРС реакції якоря по поперечній осі

$$F'_{aq} = F_{aq} \frac{k_{aq}}{k_f} = F_{aq} k_q. \quad (5.55)$$

За аналогією з коефіцієнтами k_{ad} та k_{aq} , коефіцієнти k_d і k_q є

складними функціями геометрії синхронної машини $k_d\left(\frac{\delta_{\max}}{\delta}, \frac{\delta}{\tau}, \alpha\right)$ та $k_q\left(\frac{\delta_{\max}}{\delta}, \frac{\delta}{\tau}, \alpha\right)$, що наводяться у вигляді кривих у посібниках з проектування цих машин. У сучасних синхронних машинах коефіцієнти $k_d = 0,9-0,8$, $k_q = 0,3-0,6$.

Для неявнополюсної синхронної машини коефіцієнти $k_{ad} = k_{aq} = 1$.

Тому коефіцієнт зведення або коефіцієнт реакції якоря неявнополюсної машини з урахуванням (5.16)

$$k_a = \frac{1}{k_f} = \frac{\pi^2 \gamma}{8 \sin \frac{\gamma \cdot \pi}{2}}. \quad (5.56)$$

Зведена МРС обмотки статора неявнополюсної машини

$$F'_a = F_a k_a. \quad (5.57)$$

Результуюча МРС \underline{F}_δ визначається тільки для зведеної синхронної машини:

$$\underline{F}_\delta = \underline{F}_E + \underline{F}'_a. \quad (5.58)$$

5.7. Індуктивні опори синхронної машини

5.7.1. Індуктивні опори реакції якоря синхронної машини

ЕРС реакції якоря по поздовжній \underline{E}_{ad} і поперечній \underline{E}_{aq} осях є ЕРС самоіндукції. За загальним правилом при синусоїдному розподілі у часі вони надаються як еквівалентні спади напруги на індуктивних опорах реакції якоря по поздовжній X_{ad} та поперечній X_{aq} осях відповідно:

$$\underline{E}_{ad} = -jL_{sd}X_{ad}, \quad (5.59)$$

$$\underline{E}_{aq} = -jL_{sq}X_{aq}. \quad (5.60)$$

Розрахункові вирази для X_{ad} і X_{aq} отримуються як головні індуктивні опори машин змінного струму (3.118). Додатково до розрахункових виразів входять коефіцієнти k_{ad} та k_{aq} , які враховують явнополюсність

ротора:

$$X_{ad} = \frac{4m_s \cdot f_s}{\pi} \cdot \frac{\mu_0 \cdot \tau_p \cdot l}{\delta \cdot K_C \cdot k_{\mu d}} \cdot \frac{N_s^2 \cdot K_{W_s}^2}{p} \cdot k_{ad}; \quad (5.61)$$

$$X_{aq} = \frac{4m_s \cdot f_s}{\pi} \cdot \frac{\mu_0 \cdot \tau_p \cdot l}{\delta \cdot K_C \cdot k_{\mu q}} \cdot \frac{N_s^2 \cdot K_{W_s}^2}{p} \cdot k_{aq}. \quad (5.62)$$

Чим більші індуктивні опори X_{ad} і X_{aq} , тим більшими є ЕРС \underline{E}_{ad} та \underline{E}_{aq} , тим потужніше впливає реакція якоря.

За загальним правилом величина будь-якого індуктивного опору X прямо пропорційна магнітній провідності контуру замикання магнітного потоку Δ_{mag} або обернено пропорційна магнітному опору цього контуру

R_{mag} : $X \equiv \Delta_{mag}$, $X \equiv \frac{1}{R_{mag}}$. Синхронні машини є слабо насиченими. Тому

величина магнітного опору контуру R_{mag} здебільшого визначається магнітним опором повітряного проміжку. Чим більший повітряний проміжок δ , тим меншими є опори X_{ad} та X_{aq} .

5.7.2. Індуктивний опір розсіювання обмотки статора синхронної машини

Розрахунок індуктивного опору розсіювання обмотки статора $X_{\sigma s}$ проводиться за (3.127), як і для будь-якої електричної машини змінного струму (див. п. 3.6.4).

5.7.3. Синхронні індуктивні опори синхронної машини

Потокозчеплення розсіювання обмотки статора $\underline{\Psi}_{\sigma s}$ створюється струмом \underline{I}_s . За аналогією з розкладенням струму \underline{I}_s за осями d і q (5.30), (5.33), (5.34) потокозчеплення $\underline{\Psi}_{\sigma s}$ розкладається на потокозчеплення розсіювання обмотки статора по поздовжній $\underline{\Psi}_{\sigma sd}$ та поперечній $\underline{\Psi}_{\sigma sq}$ осях:

$$\underline{\Psi}_{\sigma s} = \underline{\Psi}_{\sigma sd} + \underline{\Psi}_{\sigma sq} = \underline{\Psi}_{\sigma s} \sin \psi + \underline{\Psi}_{\sigma s} \cos \psi. \quad (5.63)$$

Потокозчеплення $\underline{\Psi}_{\sigma sd}$ та $\underline{\Psi}_{\sigma sq}$ індукують в обмотці статора відповідні ЕРС розсіювання обмотки статора по поздовжній $\underline{E}_{\sigma sd}$ та поперечній $\underline{E}_{\sigma sq}$ осях. При синусоїдному розподілі у часі ЕРС $\underline{E}_{\sigma sd}$ та $\underline{E}_{\sigma sq}$ подаються як еквівалентні спади напруги на індуктивному опорі розсіювання

обмотки статора $X_{\sigma s}$, відповідно:

$$\underline{E}_{\sigma sd} = -jL_{sd}X_{\sigma s}; \tag{5.64}$$

$$\underline{E}_{\sigma sq} = -jL_{sq}X_{\sigma s}. \tag{5.65}$$

Векторна діаграма ЕРС розсі-
нення будується за загальними пра-
вилами (рис. 5.26).

З порівняння векторних діаг-
рам (рис. 5.25, 5.26), встановлюєть-
ся, що ЕРС \underline{E}_{aq} та $\underline{E}_{\sigma sq}$, а також ЕРС
 \underline{E}_{ad} і $\underline{E}_{\sigma sd}$ збігаються за напрямком
на комплексній площині. Тому ці
пари ЕРС об'єднуються в ЕРС об-
мотки статора по поздовжній \underline{E}_d та
поперечній \underline{E}_q осях:

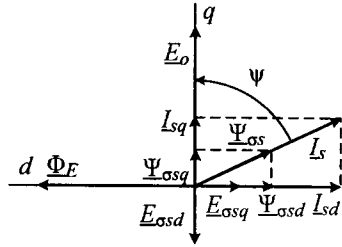


Рисунок 5.26 – Векторна діаграма
ЕРС розсієння синхронної
явнополюсної машини при $\psi > 0$

$$\underline{E}_d = \underline{E}_{ad} + \underline{E}_{\sigma sd} = -jL_{sd}X_{ad} - jL_{sd}X_{\sigma s} = -jL_{sd}(X_{ad} + X_{\sigma s}) = -jL_{sd}X_d; \tag{5.66}$$

$$\underline{E}_q = \underline{E}_{aq} + \underline{E}_{\sigma sq} = -jL_{sq}X_{aq} - jL_{sq}X_{\sigma s} = -jL_{sq}(X_{aq} + X_{\sigma s}) = -jL_{sq}X_q. \tag{5.67}$$

Опори X_d та X_q називаються синхронними індуктивними опорами синхронної машини по поздовжній та поперечній осях відповідно (рис. 5.27).

В неявнополюсній синхронній машині існує магнітна симетрія по осях d і q , коефіцієнти $k_{ad} = k_{aq} = 1$. Опори X_{ad} і X_{aq} замінюються одним індуктивним опором реакції якоря неявнополюсної синхронної машини:

$$X_a = X_{ad} = X_{aq}. \tag{5.68}$$

Синхронний індуктивний опір неявнополюсної синхронної машини

$$X_s = X_d = X_q = X_{\sigma s} + X_a. \tag{5.69}$$

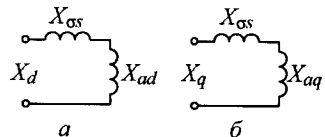


Рисунок 5.27 – Схеми
заміщення обмотки статора
синхронної машини по
поздовжній (а) та поперечній
(б) осях

5.8. Векторні діаграми синхронних машин без урахування насичення

5.8.1. Загальні зауваження

Векторні діаграми використовуються для графоаналітичного визначення характеристик синхронних машин.

Векторні діаграми для явнополюсної та неявнополюсної синхронних машин різні. При побудові векторних діаграм вважається, що індуктивні опори X_d , X_q , $X_{\sigma s}$ відомі.

Приклади побудови векторних діаграм у цьому підрозділі наведено для синхронної машини в режимі генератора.

5.8.2. Основна діаграма ЕРС (діаграма Blondеля)

Векторна діаграма будується за рівнянням для кола фазної обмотки статора, складеним за другим законом Кірхгофа.

Як було доведено, для загального випадку, тобто для явнополюсної машини, в режимі навантаження діють чотири ЕРС: ЕРС неробочого ходу \underline{E}_o , ЕРС реакції якоря по поздовжній осі \underline{E}_{ad} , ЕРС реакції якоря по поперечній осі \underline{E}_{aq} , ЕРС розсіювання обмотки статора $\underline{E}_{\sigma s}$. Через протікання струму по обмотці статора виникає спад напруги на активному опорі фазної обмотки статора $\underline{I}_s R_s$. Для синхронної машини в режимі генератора напруга на фазній обмотці статора \underline{U}_s є спадом напруги на повному опорі навантаження \underline{Z}_{load} :

$$\underline{U}_s = \underline{I}_s \underline{Z}_{load}. \quad (5.70)$$

Для синхронної машини в режимі двигуна напруга на фазній обмотці статора \underline{U}_s є ЕРС.

Рівняння напруг синхронного генератора з урахуванням (5.48)

$$\begin{aligned} \underline{U}_s &= \underline{E}_o + \underline{E}_{ad} + \underline{E}_{aq} + \underline{E}_{\sigma s} - \underline{I}_s R_s = \\ &= \underline{E}_\delta + \underline{E}_{\sigma s} - \underline{I}_s R_s = \underline{E}_\delta - j \underline{I}_s X_{\sigma s} - \underline{I}_s R_s. \end{aligned} \quad (5.71)$$

Порядок побудови векторної діаграми Blondеля (рис. 5.28, 5.29)

1. Вектор магнітного потоку $\underline{\Phi}_E$ спрямовується у напрямку осі d .
2. Вектор ЕРС \underline{E}_o відстає від вектора магнітного потоку $\underline{\Phi}_E$ на 90° .
3. Вектор струму \underline{I}_s розташовується під кутом ψ від вектора ЕРС \underline{E}_o та розкладається по осях d і q на дві складові \underline{I}_{sd} і \underline{I}_{sq} .

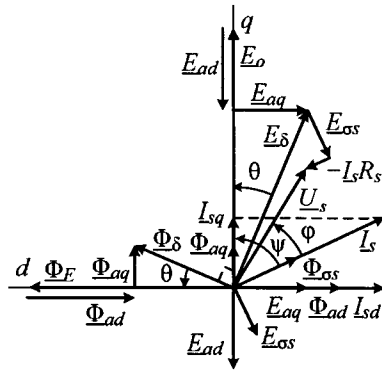


Рисунок 5.28 – Векторна діаграма Blondеля синхронного явнополюсного генератора при активно-індуктивному навантаженні

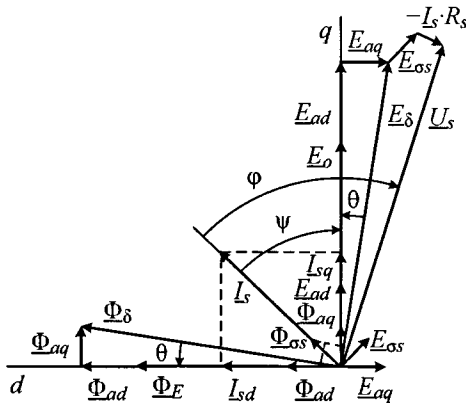


Рисунок 5.29 – Векторна діаграма Blondеля синхронного явнополюсного генератора при активно-ємнісному навантаженні

4. Вектори магнітних потоків Φ_{ad} , Φ_{aq} і Φ_{cs} збігаються за напрямком з векторами струмів I_{sd} , I_{sq} і I_s відповідно.
5. Вектор магнітного потоку Φ_{δ} будується за (5.47).
6. Вектори ЕРС E_{ad} , E_{aq} і E_{cs} відстають від векторів магнітних потоків Φ_{ad} , Φ_{aq} і Φ_{cs} на кут 90° відповідно.
7. Вектор ЕРС E_{δ} будується за (5.48). Кут між векторами E_{δ} і Φ_{δ} має становити 90° .
6. Вектор напруги U_s будується за (5.71).

В результаті побудови векторної діаграми визначаються кут зсуву фаз φ між векторами струму I_s й напруги U_s , та кут навантаження або кут вильоту θ .

На векторній діаграмі кут θ – це кут між векторами магнітних потоків Φ_δ і Φ_E . Для пояснення фізичного сенсу кута θ користуються моделлю синхронної машини, де статор і ротор подаються обертовими явищами вираженими полюсами (рис. 5.30).

Між різноименними полюсами статора та ротора виникає пружний зв'язок. Якщо ротор прискорюється або пригальмовується відносно магнітного поля обмотки статора, полюси ротора зсуваються відносно полюсів статора.

Кут зсуву між осями полюсів статора та ротора є кутом навантаження θ .

Осі полюсів статора і ротора збігаються з осями магнітних потоків Φ_δ і Φ_E відповідно. Тоді кут θ є просторовим кутом зсуву магнітних потоків Φ_δ і Φ_E . Магнітні потоки Φ_δ та Φ_E індукують ЕРС E_δ і E_o , відповідно, які відстають від своїх магнітних потоків за фазою на 90° у часі. Отже, кут θ є також часовим зсувом фаз між векторами ЕРС E_δ і E_o .

На векторній діаграмі (див. рис. 5.29) кути між векторами Φ_δ та Φ_E і E_δ та E_o дорівнюють θ , зважаючи на перпендикулярність векторів Φ_δ і E_δ та векторів Φ_E і E_o .

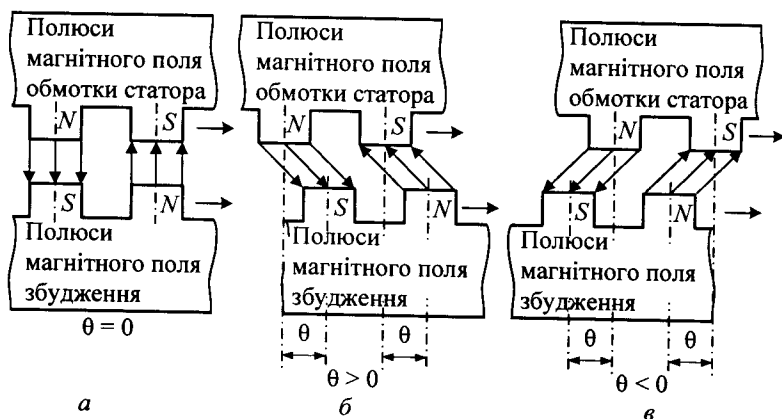


Рисунок 5.30 – Модель синхронної машини для визначення кута θ

Якщо кут θ дорівнює нулю, що відповідає неробочому ходу, то між різнойменними полюсами статора та ротора діють тільки радіальні сили тяжіння, які не створюють електромагнітного моменту.

Якщо кут θ відрізняється від нуля, то крім радіальних сил взаємодії з'являються тангенційні сили взаємодії між полюсами, які створюють електромагнітний момент.

У синхронних машинах кут між векторами напруги \underline{U}_s та ЕРС \underline{E}_s нехтують, зважаючи на його малість. Тому кути ψ , φ , θ пов'язані між собою рівнянням:

$$\varphi = \psi - \theta. \quad (5.72)$$

Для неявнополюсної синхронної машини векторна діаграма Блонделя не застосовується. Але висновки, отримані з векторної діаграми для явнополюсної машини, переносяться на неявнополюсну синхронну машину.

5.8.3. Перетворена векторна діаграма ЕРС синхронної машини

Для побудови перетвореної векторної діаграми ЕРС з основної векторної діаграми ЕРС замінюються еквівалентними індуктивними спадами напруги, зважаючи на синусоїдний розподіл ЕРС у часі. В синхронних машинах спад напруги на активному опорі $I_s R_s$ становить менше 5 % від напруги U_s . Тому найчастіше спадом напруги $I_s R_s$ нехтують.

Рівняння для кола фазної обмотки статора (5.71) явнополюсної синхронної машини з урахуванням (5.66), (5.67) та при нехтуванні спадом напруги $I_s R_s$ має вигляд:

$$\underline{U}_s = \underline{E}_o - j\underline{I}_{sd} X_d - j\underline{I}_{sq} X_q. \quad (5.73)$$

Побудова перетвореної векторної діаграми ЕРС за загальними правилами для інженерних розрахунків є складним завданням через те, що кут ψ визначити дуже складно. Зазвичай відомі величини напруги \underline{U}_s , струму \underline{I}_s та кута φ .

Для практичного використання перетворена векторна діаграма потребує допоміжних побудов. З кінця вектора напруги \underline{U}_s опускається перпендикуляр на напрямок вектора \underline{I}_s та продовжується до перетину з напрямком вектора ЕРС \underline{E}_o (рис. 5.31).

Кути ABC і ψ дорівнюють один одному як кути з взаємно перпендикулярними сторонами, $\angle ABC = \angle \psi$. Тоді гіпотенуза трикутника ABC

$$AB = \frac{CB}{\cos\psi} = \frac{I_{sq} \cdot X_q}{\cos\psi} = \frac{I_s \cdot \cos\psi \cdot X_q}{\cos\psi} = I_s X_q. \quad (5.74)$$

Порядок побудови перетвореної діаграми явнополюсної синхронної машини за заданими величинами напруги \underline{U}_s , струму \underline{I}_s та кута

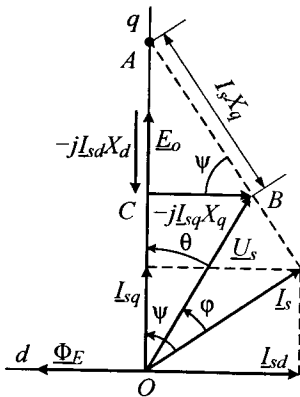


Рисунок 5.31 – Перетворена векторна діаграма синхронного явнополюсного генератора при активно-індуктивному навантаженні

кута ψ визначаються величини струмів $I_{sd} = I_s \sin\psi$ і $I_{sq} = I_s \cos\psi$. Визначаються добутки $I_{sd} X_d$ та $I_{sq} X_q$, які є довжинами векторів $-j I_{sd} X_d$ і $-j I_{sq} X_q$.

7. Вектор ЕРС \underline{E}_o будується за (5.73).

Рівняння для кола фазної обмотки статора (5.71) неявнополюсної синхронної машини з урахуванням (5.68), (5.69) та нехтуванням активним опором обмотки статора має вигляд:

$$\underline{U}_s = \underline{E}_o - j \underline{I}_s X_s. \quad (5.75)$$

Порядок побудови перетвореної діаграми явнополюсної синхронної машини за заданими величинами напруги \underline{U}_s , струму \underline{I}_s та кута

φ (рис. 5.31)

1. Вектор струму \underline{I}_s спрямовується довільно.

2. Вектор напруги \underline{U}_s відкладається під кутом φ до вектора струму \underline{I}_s .

3. Через кінець вектора \underline{I}_s проводиться перпендикуляр до напрямку вектора струму \underline{I}_s .

4. На продовженні перпендикуляра від кінця вектора напруги \underline{U}_s відкладається відрізок $AB = I_s X_q$.

5. Точка А з'єднується з початком векторної діаграми О. Отримується напрямок вектора ЕРС \underline{E}_o .

6. Кут між вектором струму \underline{I}_s та відрізком AO є кутом ψ . За величиною

φ (рис. 5.32)

1. Вектор струму \underline{I}_s спрямовуються довільно.
2. Вектор напруги \underline{U}_s відкладається під кутом φ до вектора струму \underline{I}_s .
3. Через кінець вектора \underline{I}_s проводиться перпендикуляр до напрямку вектора струму \underline{I}_s .
4. На продовженні перпендикуляру від кінця вектора напруги \underline{U}_s будується вектор спаду напруги $-j\underline{I}_s X_s$.
5. Початок векторної діаграми O з'єднується з початком вектора $-j\underline{I}_s X_s$. Отримується напрямок вектора ЕРС \underline{E}_o .

В результаті побудови перетвореної векторної діаграми ЕРС визначається величина ЕРС E_o , що дозволяє за характеристикою неробочого ходу з'ясувати МРС F_E або струм збудження I_E .

Перетворена векторна діаграма ЕРС дає можливість визначити експлуатаційні характеристики синхронних машин.

5.9. Система відносних одиниць синхронної машини

Для зручності користування характеристиками синхронних машин, які є залежностями між величинами різного порядку, застосовується система відносних одиниць. Як базисні величини в системі відносних одиниць синхронної машини приймають:

- базисним значенням струму обмотки статора – номінальний фазний струм обмотки статора,

$$I_{sb} = I_{sN}; \quad (5.76)$$

- базисним значенням напруги – номінальну фазну напругу,

$$U_b = U_{\varphi N} = \frac{U_N}{\sqrt{3}}; \quad (5.77)$$

- базисним значенням потужності – номінальну повну потужність,

$$S_b = m \cdot U_b \cdot I_{sb}; \quad (5.78)$$

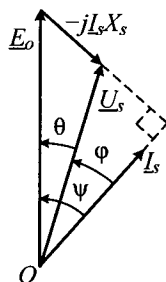


Рисунок 5.32 – Перетворена векторна діаграма синхронного невполюсного генератора при активно-індуктивному навантаженні

▪ базисним значенням струму збудження (номінальним струмом обмотки збудження) – струм збудження, який при неробочому ході забезпечує ЕРС, що дорівнює номінальній напрузі

$$I_{Eb} = I_{Eo}; \quad (5.79)$$

▪ базисним значенням опору – еквівалентний повний опір синхронної машини,

$$Z_b = \frac{U_{\Phi N}}{I_{sN}}. \quad (5.80)$$

Поточні значення величин у позначенні мають індекс * та визначаються діленням поточної величини на базисну: струм обмотки статора у відносних одиницях – $I_{s*} = \frac{I_s}{I_{sb}} = \frac{I_s}{I_{sN}}$; напруга обмотки статора –

$$U_* = \frac{U}{U_b} = \frac{U}{U_{\Phi N}}; \text{ повна потужність } - S_* = \frac{S}{S_b} = \frac{S}{m \cdot U_b \cdot I_{sb}} = \frac{S}{m \cdot U_{\Phi N} \cdot I_{sN}} = \frac{S}{S_N};$$

активна потужність – $P_* = \frac{P}{S_N}$; реактивна потужність – $Q_* = \frac{Q}{S_N}$; струм

збудження – $I_{E*} = \frac{I_E}{I_{Eb}} = \frac{I_E}{I_{Eo}}$; повний опір – $Z_* = \frac{Z}{Z_b}$; активний опір –

$$R_* = \frac{R}{Z_b}; \text{ індуктивний опір } - X_* = \frac{X}{Z_b}.$$

При використанні системи відносних одиниць на всіх характеристиках синхронних машин точка з координатами (1,0; 1,0) завжди позначає номінальну точку; на всіх векторних діаграмах – вектор довжиною 1,0 є вектором будь-якої номінальної величини.

5.10. Характеристика неробочого ходу

Характеристика неробочого ходу визначається для синхронної машини в режимі генератора як залежність ЕРС неробочого ходу від струму збудження $E_o(I_E)$ за відсутності струму обмотки статора, $I_s = 0$, та незмінній номінальній частоті обертання $n = n_N = \text{const}$.

У режимі неробочого ходу синхронного генератора обмотку статора розімкнено, струм обмотки статора $I_s = 0$. Отже, МРС реакції якоря F_a не створюється, магнітний потік реакції якоря Φ_a відсутній. У синхронній

машині діє одна МРС – МРС збудження F_E , яка створюється обмоткою збудження.

МРС F_E створює незмінний у часі магнітний потік збудження Φ_E . При обертанні ротора магнітний потік Φ_E перетинає провідники обмотки статора та в кожній фазній обмотці статора індукуює ЕРС неробочого ходу E_o , діюче значення якої визначається відповідно до (3.42),

$$E_o = \pi\sqrt{2} \cdot \Phi_E \cdot f_s \cdot N_s \cdot K_{ws}. \quad (5.81)$$

Характеристика неробочого ходу $E_o(I_E)$ (рис. 5.33) подібна до магнітної характеристики машини $\Phi_\delta(F_o)$, яка визначається при магнітному розрахунку (див. підрозд. 3.7).

Обидві характеристики подібні, тому що струм I_E пропорційний МРС F_o за (5.5), а магнітний потік Φ_E і ЕРС E_o пов'язані між собою лінійно при незмінній частоті f_s за (5.81). Незмінність частоти f_s підтримується незмінною частотою обертання n (5.1).

Для переважної більшості синхронних машин характеристики неробочого ходу, визначені у відносних одиницях (в. о.), між собою збігаються. Існує невелика різниця для явнополюсних і неявнополюсних синхронних машин. Така характеристика у відносних одиницях називається нормальною характеристикою неробочого ходу (рис. 5.34).

Точка, що відповідає ЕРС, яка дорівнює номінальній напрузі (точка з координатами (1,0; 1,0)), знаходиться на початку перехідної ділянки характеристики. Синхронні машини є слабо насиченими. Коефіцієнт насичення k_μ (3.156) набуває значення 1,1–1,2.

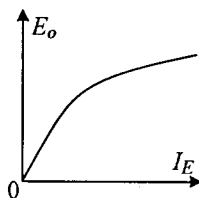


Рисунок 5.33 – Характеристика неробочого ходу синхронної машини

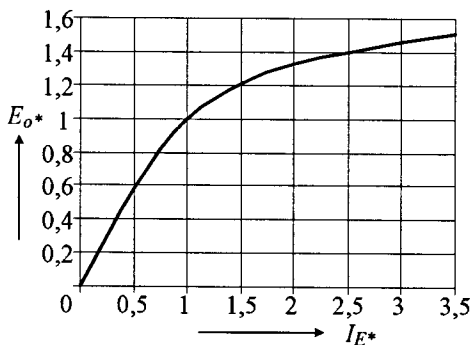


Рисунок 5.34 – Нормальна характеристика неробочого ходу синхронних машин

5.11. Характеристика короткого замикання

Характеристика короткого замикання визначається для синхронної машини в режимі генератора як залежність струму обмотки статора від струму обмотки збудження $I_{sk}(I_E)$ при замкненій на себе обмотці статора, тобто напрузі $U_s = 0$, та незмінній номінальній частоті обертання $n = n_N = \text{const}$. Коротке замикання є трифазним, симетричним.

Синхронна машина з обмоткою статора, замкненою самою на себе, являє собою практично суто індуктивний опір. Отже, кут $\psi = 90^\circ$, $\cos \psi = 0$. Тоді в рівнянні (5.30) складова струму $I_{sq} = 0$. Струм обмотки статора в режимі короткого замикання містить тільки одну складову по поздовжній осі (5.30): $I_{sk} = I_{sd}$.

Рівняння кола фазної обмотки статора за (5.73) набуває вигляду:

$$0 = \underline{E}_o - j \underline{I}_{sk} X_d. \quad (5.82)$$

За (5.82) будується векторна діаграма ЕРС для режиму короткого замикання (рис. 5.35). Струм обмотки статора короткого замикання I_{sk} створює магнітні потоки Φ_{ad} і Φ_{os} , що знаходяться в протифазі з магнітним потоком збудження Φ_E . В одному магнітопроводі не можуть існувати окремо зустрічно спрямовані магнітні потоки. Тому вважається, що магнітні потоки Φ_E і Φ_{ad} повністю взаєм-

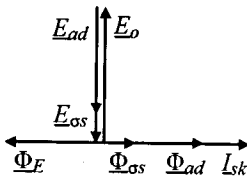


Рисунок 5.35 – Векторна діаграма ЕРС для режиму короткого замикання синхронної машини

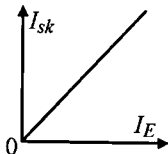


Рисунок 5.36 – Характеристика короткого замикання синхронної машини

но компенсуються, а в синхронній машині існує тільки магнітний потік Φ_{os} , тому що він замикається по інших контурах. Магнітна система синхронної машини в режимі короткого замикання залишається ненасиченою навіть при струмах обмотки збудження, суттєво більших за номінальний, через малість магнітного потоку Φ_{os} . Тому характеристика короткого замикання є лінійною (рис. 5.36).

В режимі короткого замикання щонайбільше виявляється розмагнічувальна дія реакції якоря по поздовжній осі.

5.12. Визначення індуктивних опорів за допомогою характеристик синхронної машини

Індуктивні опори X_d , X_q та X_{os} можуть визначатися аналітично або за допомогою експериментально визначених характеристик неробочого ходу та короткого замикання.

Для визначення індуктивних опорів X_d і X_q характеристика неробочого ходу та характеристика короткого замикання будуються в єдиних осях (рис. 5.37).

Для будь-якого значення струму збудження I_E проводиться вертикаль ABC , де відрізки $AC = E_o$, $BC = I_{sd} = I_{sk}$.

З рівняння (5.82) визначається індуктивний опір по поздовжній осі:

$$X_d = \frac{E_o}{I_{sd}} = \frac{AC}{BC}. \quad (5.83)$$

Повторюючи розрахунок індуктивного опору X_d для ряду значень струму I_E , отримується залежність $X_d(I_E)$. Початкове значення називається ненасиченим індуктивним опором по поздовжній осі. Зі збільшенням струму I_E значення індуктивного опору X_d зменшується через насичення.

Точне визначення індуктивного опору по поперечній осі X_q є дуже складним завданням. Для інженерних розрахунків застосовується формула:

$$X_q = X_d \frac{k_q}{k_d}, \quad (5.84)$$

де k_d і k_q визначаються за (5.52) та (5.54) відповідно.

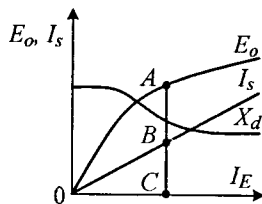


Рисунок 5.37 –
Визначення індуктивного опору по поздовжній осі

5.13. Відношення короткого замикання синхронної машини

Відношення короткого замикання є важливим параметром при проектуванні синхронних машин.

Відповідно до стандарту, відношення короткого замикання K_k – це відношення струму збудження I_{Eo} , який при неробочому ході забезпечує ЕРС, що дорівнює номінальній напрузі, до струму збудження I_{Ek} , що відповідає номінальному струму обмотки статора при короткому замиканні:

$$K_k = \frac{I_{Eo}}{I_{Ek}}. \quad (5.85)$$

Відношення короткого замикання може виражатися за допомогою струмів обмотки статора. З подібності трикутників OAB та OCD (рис. 5.38):

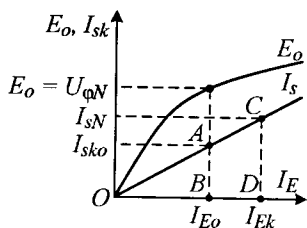


Рисунок 5.38 – Визначення відношення короткого замикання

$$K_k = \frac{I_{Eo}}{I_{Ek}} = \frac{I_{sko}}{I_{sN}} = \frac{AB}{CD} = \frac{OB}{OD}, \quad (5.86)$$

де I_{sko} – струм обмотки статора в режимі короткого замикання при струмі обмотки збудження I_{Eo} .

Рівняння (5.82) при підстановці $I_{sk} = I_{sko}$ та $\underline{E}_o = \underline{U}_{\phi N}$ набуває вигляду:

$$0 = \underline{U}_{\phi N} - jI_{sko}X_d. \quad (5.87)$$

Звідки струм обмотки статора

$$I_{sko} = \frac{U_{\phi N}}{X_d}. \quad (5.88)$$

Тоді (5.86) з урахуванням (5.88) та (5.80) перетвориться:

$$K_k = \frac{I_{sko}}{I_{sN}} = \frac{U_{\phi N}}{X_d \cdot I_{sN}} = \frac{Z_b}{X_d} = \frac{1}{X_{d*}}. \quad (5.89)$$

Якщо збільшити повітряний проміжок δ , тоді індуктивний опір X_d зменшиться, ступінь впливу реакції якоря зменшиться (тому що магнітний потік реакції якоря Φ_a поменшає), відношення короткого замикання K_k зросте. При зменшенні повітряного проміжку δ індуктивний опір X_d зросте, ступінь впливу реакції якоря збільшиться, відношення короткого замикання K_k зменшиться.

Величина відношення короткого замикання K_k прямо пропорційна величині повітряного проміжку δ та зворотно пропорційна величині X_d . Таким чином, відношення короткого замикання K_k характеризує ступінь впливу реакції якоря.

Практичні значення відношення короткого замикання:

- для неявнополюсних синхронних машин (турбогенераторів) $K_k = 0,4-1$ (малі значення);
- для явнополюсних синхронних машин (гідрогенераторів) $K_k = 0,8-1,8$ (великі значення).

Враховуючи зв'язок між відношенням короткого замикання K_k та ступенем впливу реакції якоря, можна зробити висновок, що вплив реакції якоря в неявнополюсних синхронних машинах більший, ніж в явнополюсних. Крім того, величина відношення короткого замикання K_k істотно впливає на стійкість роботи синхронної машини, що буде доведено в підрозд. 5.19.

5.14. Векторні діаграми синхронних машин з урахуванням насичення

5.14.1. Векторна діаграма синхронної неявнополюсної машини (векторна діаграма Потье)

У реальних умовах магнітна система синхронної машини насичена, магнітні потоки збудження Φ_E та реакції якоря Φ_a впливають один на одного, індуктивні опори X_{ad} , X_{aq} , $X_{\sigma s}$ змінюються.

Векторна діаграма Потье дозволяє визначити МРС \underline{F}_E і ЕРС \underline{E}_o при відомих напрузі \underline{U}_s , струмі обмотки статора \underline{I}_s , коефіцієнті потужності $\cos\phi$ з урахуванням насичення. Векторна діаграма Потье будується за рівняннями (5.71), (5.58). Насичення синхронної машини у векторній діаграмі Потье враховується за допомогою характеристики неробочого ходу $E_o(I_E)$, яка перебудовується у залежність $E_o(F_E)$ за допомогою (5.5). У системі відносних одиниць ці залежності збігаються, тому що $I_{E*} = F_{E*}$.

Порядок побудови векторної діаграми Потье (рис. 5.39)

1. Будується залежність $E_o(F_E)$.
2. Вектор струму обмотки статора \underline{I}_s спрямовується по горизонтальній осі.

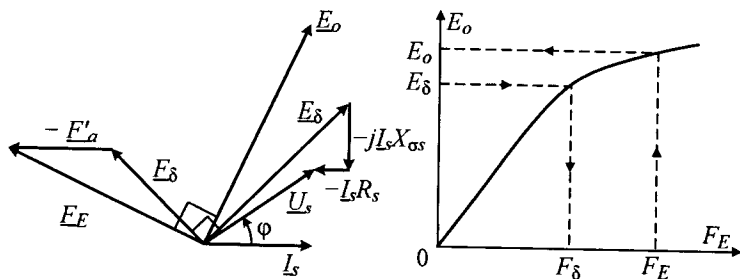
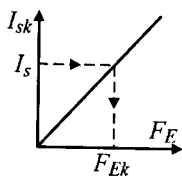


Рисунок 5.39 – Векторна діаграма Потьє

3. Під кутом φ проводиться вектор напруги \underline{U}_s .
4. За рівнянням (5.71) будується вектор ЕРС \underline{E}_δ .
5. За залежністю $E_o(F_E)$ за величиною ЕРС E_δ визначається величина результуючої МРС F_δ . Вектор МРС \underline{F}_δ випереджає вектор ЕРС \underline{E}_δ на кут 90° .
6. Розраховується величина зведеної МРС F'_a за (5.57). Вектор МРС \underline{F}'_a збігається за напрямком з вектором струму \underline{I}_s .

Рисунок 5.40 – Залежність $I_{sk}(F_E)$

Величину зведеної МРС F'_a можна визначити за допомогою характеристики короткого замикання $I_{sk}(I_E)$, перебудованої у залежність $I_{sk}(F_E)$ за допомогою (5.5) (рис. 5.40). За заданим струмом I_s за характеристикою короткого замикання отримується МРС F_{Ek} . МРС F_{Ek} містить у собі МРС F'_a . Величини МРС F_{Ek} та F'_a поділяються пропорційно опорам X_s і X_a відповідно:

$$\frac{F_{Ek}}{X_s} = \frac{F'_a}{X_a}. \quad (5.90)$$

З (5.90) з урахуванням (5.69) отримується:

$$F'_a = F_{Ek} \cdot \frac{X_s - X_{\sigma s}}{X_s}. \quad (5.91)$$

7. За (5.58) будується вектор МРС \underline{F}_E .
8. За допомогою залежності $E_o(F_E)$ за величиною МРС F_E визнача-

ється величина ЕРС E_o . Вектор ЕРС \underline{E}_o відстає від вектора МРС \underline{F}_E на кут 90° .

Векторна діаграма Потье може будуватися на основі характеристики неробочого ходу $E_o(I_E)$ та характеристики короткого замикання $I_{sk}(I_E)$ без їх перебудови. В цьому разі замість трикутника векторів МРС \underline{F}_δ , \underline{F}'_a , \underline{F}_E будується трикутник струмів збудження $I_{E\delta}$, I_{Ea} , I_E зі збереженням напрямків сторін відповідно. Струм збудження $I_{E\delta}$ визначається за характеристикою неробочого ходу $E_o(I_E)$ за величиною ЕРС E_δ . Струм збудження I_{Ea} визначається за аналогією з (5.91):

$$I_{Ea} = I_{Ek} \cdot \frac{X_s - X_{\sigma s}}{X_s}, \quad (5.92)$$

де I_{Ek} – визначається за характеристикою короткого замикання $I_{sk}(I_E)$ за величиною струму I_s .

Величина I_{Ea} також може визначатися за (5.101), що буде доведено далі.

Струм збудження I_E є довжиною третьої сторони трикутника струмів збудження. За величиною струму I_E за характеристикою неробочого ходу $E_o(I_E)$ знаходиться ЕРС E_o .

5.14.2. Векторна діаграма синхронної явнополюсної машини

Для явнополюсної синхронної машини потрібно одночасно враховувати вплив насичення по поздовжній d та поперечній q осях. Насичення по осі d значно більше, ніж по осі q через різну величину повітряного проміжку по осях d і q . Повітряний проміжок по осі q дуже великий, тому вважається, що синхронні машина по осі q ненасичена. Опір X_{aq} дорівнює своєму ненасиченому значенню. Насичення враховується тільки по осі d .

Для векторної діаграми синхронної явнополюсної машини з урахуванням насичення користуються рівнянням (5.71), замінюючи ЕРС \underline{E}_{ad} , \underline{E}_{aq} , $\underline{E}_{\sigma s}$ еквівалентними індуктивними спадами напруги $-j\underline{L}_{sd}X_{ad}$, $-j\underline{L}_{sq}X_{aq}$, $-j\underline{L}_sX_{\sigma s}$ відповідно, зважаючи на синусоїдний розподіл ЕРС у

ною $AB = I_s X_{aq}$.

6. Точка B з'єднується з початком векторної діаграми, точкою O . Промінь OB вказує на напрямок вектора $\underline{E}_{\delta d}$. Опустивши перпендикуляр з точки A на промінь OB , отримується точка C , яка є кінцем вектора $\underline{E}_{\delta d}$.

7. З рівняння (5.96) випливає, що вектор \overline{CA} є вектором $-jL_{sq}X_{aq}$.

8. За допомогою залежності $E_o(F_E)$ за величиною ЕРС $E_{\delta d}$ визначається величина МРС $F_{\delta d}$. Вектор МРС $\underline{F}_{\delta d}$ випереджає вектор ЕРС $\underline{E}_{\delta d}$ на кут 90° .

9. Вектори $\underline{F}_{\delta d}$ і $\underline{E}_{\delta d}$ визначають напрямки осей d і q .

10. Вектор струму \underline{I}_s розкладається на складові \underline{I}_{sd} і \underline{I}_{sq} за (5.30).

11. Розраховується зведена МРС F'_{ad} за (5.53). Вектор МРС \underline{F}'_{ad} збігається з вектором струму \underline{I}_{sd} за напрямком. З (5.95) визначається вектор МРС \underline{F}_E .

Зведену МРС F'_{ad} також можна визначити за допомогою характеристики короткого замикання $I_{sk}(I_E)$, перебудованої у залежність $I_{sk}(F_E)$ за допомогою (5.5) (див. рис. 5.40). За величиною струму I_{sd} отримується МРС F_{Ek} .

Аналогічно (5.91)

$$F'_{ad} = F_{Ek} \cdot \frac{X_d - X_{\sigma s}}{X_d}. \quad (5.97)$$

12. За допомогою залежності $E_o(F_E)$ за величиною МРС F_E визначається величина ЕРС E_o . Вектор ЕРС \underline{E}_o відстає від вектора МРС \underline{F}_E на кут 90° .

Різниця між векторами ЕРС \underline{E}_o та $\underline{E}_{\delta d}$ становить $jL_{sd}X_{ad}$ (5.94). За величиною цього відрізка, знаючи струм I_{sd} , визначається величина опору X_{ad} з урахуванням насичення.

Побудувавши векторну діаграму для ряду значень напруги \underline{U}_s , у кожному випадку визначається величина опору X_{ad} , що дає можливість побудувати залежність $X_{ad}(F_E)$ (рис. 5.42).

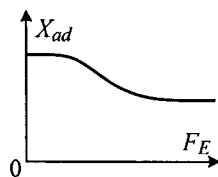


Рисунок 5.42 –
Залежність $X_{ad}(F_E)$

Зменшення опору X_{ad} при зростанні МРС F_E зумовлено саме насиченням магнітної системи синхронної машини по поздовжній осі.

5.15. Енергетична діаграма та ККД синхронної машини

Енергетичні діаграми синхронних машин (рис. 5.43) будуються за загальними правилами (див. підрозд. 2.17 та 4.6).

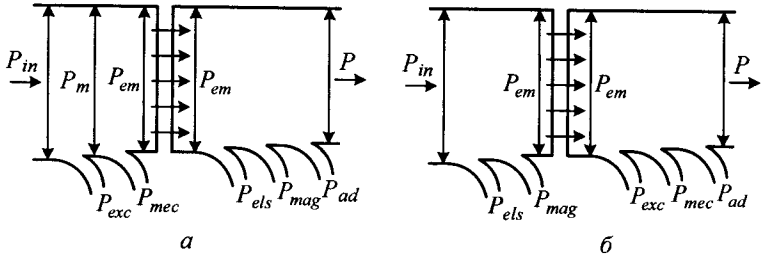


Рисунок 5.43 – Енергетичні діаграми активної потужності синхронного генератора (а) та синхронного двигуна (б)

Електричні втрати в обмотці статора P_{els} визначаються за (4.40). Магнітні втрати P_{mags} визначаються за окремими ділянками осердя статора (зубці та спинка) синхронної машини, як і в (2.36). Для синхронних машин середньої та великої потужностей сума електричних втрат в обмотці статора P_{els} та магнітних втрат P_{mag} дуже мала порівняно з вихідною потужністю P – електричною потужністю, що віддається до мережі в режимі генератора, або механічною потужністю, що знімається з вала в режимі двигуна. Додаткові втрати P_{ad} згідно зі стандартами не повинні перебільшувати 0,5 % від вхідної потужності (4.44).

Зважаючи на малість суми втрат, у синхронних машинах приймається, що

$$P_{em} = P = m_s \cdot U_s \cdot I_s \cdot \cos \varphi. \quad (5.98)$$

В усталеному режимі магнітні втрати в осерді ротора відсутні через те, що по осердю ротора проходить постійний магнітний потік збудження.

Якщо збудження відбувається за рахунок підведеної потужності до синхронної машини (наприклад, самозбудження), то втрати на збуджен-

ня P_{exc} враховуються в сумі втрат потужності.

Якщо збудження синхронних машин здійснюється від стороннього джерела, втрати потужності на збудження P_{exc} в енергетичній діаграмі не враховуються (наприклад, при збудженні від генератора постійного струму або постійних магнітів).

Механічні втрати P_{mec} (втрати на тертя в підшипниках та обертових частин об повітря, втрати на вентиляцію) визначаються за емпіричними формулами залежно від типу ротора.

ККД синхронної машини визначається за загальним правилом за (4.63) або (4.64).

5.16. Характеристики синхронного генератора при автономній роботі

5.16.1. Зовнішня характеристика синхронного генератора

Зовнішньою характеристикою синхронного генератора є залежність напруги від струму обмотки статора $U_s(I_s)$ при незмінних струмі обмотки збудження, $I_E = \text{const}$, коефіцієнті потужності, $\cos\varphi = \text{const}$, номінальній частоті обертання, $n_N = \text{const}$.

Зовнішня характеристика (рис. 5.44) показує, як змінюється напруга на затискачах генератора при змінюванні струму навантаження при незмінних струмі збудження та коефіцієнті потужності.

Найзагальнішим випадком роботи синхронного генератора є режим роботи з коефіцієнтом потужності $\cos\varphi = 0,8$ ($\varphi > 0$) – активно-індуктивне навантаження RL . При роботі синхронного генератора тільки на освітлювальне навантаження коефіцієнт потужності становить: $\cos\varphi = 1$ – суто активне навантаження R , при роботі на випрямляч – $\cos\varphi = 0,8$ ($\varphi < 0$) – активно-ємнісне навантаження RC .

При суто активному навантаженні в синхронному генераторі розмагнічувальна дія реакції якоря призводить до зменшення напруги U_s зі зростанням струму I_s . Крім того, напруга U_s зменшується за рахунок

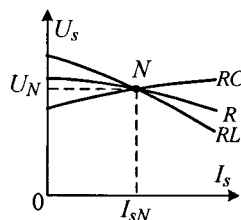


Рисунок 5.44 – Зовнішні характеристики синхронного генератора

спаду напруги на опорах X_{cs} та R_s .

Загалом, при переході від режиму неробочого ходу до режиму номінального навантаження напруга U_s спадає на 10–12 %.

При активно-індуктивному навантаженні в синхронному генераторі діє істотна поздовжньо-розмагнічувальна реакція якоря. Аналогічно випадку з суто активним навантаженням, напруга U_s також зменшується через спад напруги на опорах X_{cs} та R_s . В результаті при переході від режиму неробочого ходу до режиму номінального навантаження напруга U_s зменшується на 25–30 %.

При активно-ємнісному навантаженню в синхронній машині переважає поздовжньо-намагнічувальна реакція якоря. В результаті напруга U_s збільшується зі зростанням струму I_s . Зростання напруги U_s обмежується насиченням магнітної системи та спадом напруги на опорах X_{cs} і R_s . Зростання напруги U_s становить 5–10 %.

Струм збудження в точці номінального режиму N буде різним, а саме: максимальним – у випадку активно-індуктивного навантаження, меншим – у випадку активного навантаження, мінімальним – у випадку активно-ємнісного навантаження.

Ступінь змінення напруги при переході від режиму неробочого ходу до режиму номінального навантаження визначається за допомогою величини зміни напруги генератора $\Delta u\%$:

$$\Delta u\% = \frac{E_o - U_{sN}}{U_{sN}} \cdot 100\% \quad (5.99)$$

5.16.2. Регульовальна характеристика синхронного генератора

Регульовальною характеристикою синхронного генератора є залежність струму обмотки збудження від струму обмотки статора $I_E(I_s)$ при незмінних напрузі, $U = \text{const}$, коефіцієнті потужності, $\cos\varphi = \text{const}$, номінальній частоті обертання, $n_N = \text{const}$.

Регульовальна характеристика (рис. 5.45) показує, як необхідно змінювати струм обмотки збудження, щоб при змінюванні струму обмотки статора та незмінному коефіцієнті потужності напруга залишалась незмінною.

Регульовальна характеристика є найважливішою експлуатаційною

характеристикою синхронного генератора.

При активно-індуктивному навантаженні для компенсування розмагнічувальної дії реакції якоря та компенсації спаду напруги на опорах X_{cs} і R_s необхідно істотно збільшувати струм збудження I_E (приблизно в 2 рази порівняно зі струмом при неробочому ході I_{E0}).

При активному навантаженні для компенсування розмагнічувальної дії реакції якоря та спаду напруги на опорах X_{cs} і R_s потрібно значно менше збільшення струму збудження I_E .

При активно-ємнісному навантаженні для компенсування намагнічувальної дії реакції якоря струм збудження I_E необхідно зменшувати.

Регульовальна характеристика може бути побудована за допомогою векторних діаграм. Для побудови регульовальної характеристики $I_E(I_s)$ для декількох значень струму I_s при незмінній напрузі U_s та $\cos\phi$ будуються ряд векторних діаграм (див. рис. 5.41). З кожної векторної діаграми для кожного значення струму I_s знаходиться струм I_E . За результатами будується регульовальна характеристика.

5.16.3. Навантажувальна характеристика синхронного генератора

Навантажувальною характеристикою синхронного генератора є залежність напруги обмотки статора від струму збудження $U_s(I_E)$ при незмінних струмі обмотки статора, $I_s = \text{const}$, коефіцієнті потужності, $\cos\phi = \text{const}$, номінальній частоті обертання, $n_N = \text{const}$.

Навантажувальна характеристика (рис. 5.46) показує, як змінюється напруга на затискачах обмотки статора при збільшенні струму збудження при незмінних значеннях струму обмотки статора та коефіцієнта потужності. Характер навантажувальної характеристики визначається сумісною дією реакції яко-

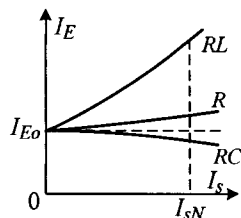


Рисунок 5.45 – Регульовальні характеристики синхронного генератора при однаковій напрузі обмотки статора

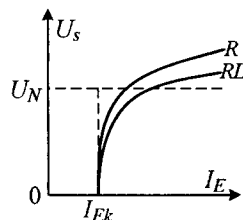


Рисунок 5.46 – Навантажувальна характеристика синхронного генератора

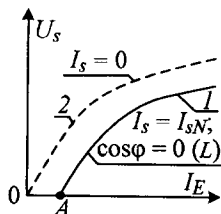


Рисунок 5.47 –
Індукційна
навантажувальна
характеристика 1 та
характеристика
неробочого ходу 2

синхронного генератора
характеристика неробочого ходу (характеристика неробочого ходу є окремим випадком навантажувальної характеристики, коли $I_s = 0 = \text{const}$), але проходить нижче характеристики неробочого ходу за рахунок розмагнічувальної дії реакції якоря та спаду напруги на опорах $X_{\sigma s}$ та R_s . Початкова точка характеристики – точка A – відповідає режиму короткого замикання. При струмах збудження, менших за струм збудження в точці A , неможливо отримати струм обмотки статора, який буде дорівнювати його номінальному значенню. Тому початок індукційної намагнічувальної характеристики зсунутий відносно початку координат.

5.16.4. Визначення індуктивного опору розсіювання обмотки статора за допомогою характеристичного трикутника (трикутника Потье)

Індуктивний опір розсіювання $X_{\sigma s}$ може розраховуватися аналітично або отримуватися за допомогою дослідних характеристики неробочого ходу $E_o(I_E)$ та індукційної навантажувальної характеристики $U_s(I_E)$ при $I_s = I_{sN} = \text{const}$.

Трикутник ABC (рис. 5.48) називається характеристичним трикутником. Катет BC дорівнює величині ЕРС розсіювання обмотки статора, $E_{\sigma s} = X_{\sigma s} I_{sN}$.

Катет AC дорівнює МРС реакції якоря в масштабі струму збудження. Точка A відповідає режиму короткого замикання зі струмом якоря, який дорівнює I_{sN} .

Рівняння кола обмотки статора за другим законом Кірхгофа для то-

ря та спадами напруги на опорах $X_{\sigma s}$ та R_s . Існує велика кількість навантажувальних характеристик залежно від величин струму I_s та коефіцієнта потужності $\cos \varphi$.

Найбільше практичне значення має одна навантажувальна характеристика, яка називається індукційною навантажувальною характеристикою (рис. 5.47). Індукційна навантажувальна характеристика визначається при номінальному струмі обмотки статора $I_s = I_{sN} = \text{const}$. Індукційна навантажувальна

характеристика подібна до характеристики неробочого ходу (характеристика неробочого ходу є окремим випадком навантажувальної характеристики, коли $I_s = 0 = \text{const}$), але проходить нижче характеристики неробочого ходу за рахунок розмагнічувальної дії реакції якоря та спаду напруги на опорах $X_{\sigma s}$ та R_s . Початкова точка характеристики – точка A – відповідає режиму короткого замикання. При струмах збудження, менших за струм збудження в точці A , неможливо отримати струм обмотки статора, який буде дорівнювати його номінальному значенню. Тому початок індукційної намагнічувальної характеристики зсунутий відносно початку координат.

5.16.4. Визначення індуктивного опору розсіювання обмотки статора за допомогою характеристичного трикутника (трикутника Потье)

Індуктивний опір розсіювання $X_{\sigma s}$ може розраховуватися аналітично або отримуватися за допомогою дослідних характеристики неробочого ходу $E_o(I_E)$ та індукційної навантажувальної характеристики $U_s(I_E)$ при $I_s = I_{sN} = \text{const}$.

Трикутник ABC (рис. 5.48) називається характеристичним трикутником. Катет BC дорівнює величині ЕРС розсіювання обмотки статора, $E_{\sigma s} = X_{\sigma s} I_{sN}$.

Катет AC дорівнює МРС реакції якоря в масштабі струму збудження. Точка A відповідає режиму короткого замикання зі струмом якоря, який дорівнює I_{sN} .

Рівняння кола обмотки статора за другим законом Кірхгофа для то-

чки A має вигляд: $0 = \underline{E}_o + \underline{E}_{ad} + \underline{E}_{os}$.

У режимі короткого замикання ЕРС \underline{E}_o врівноважується ЕРС реакції якоря \underline{E}_{ad} та ЕРС розсіяння \underline{E}_{os} .

Струм збудження, який наводить ЕРС E_o в режимі короткого замикання, I_{Ek} поділяється на дві складові: I_{Ea} – частина струму збудження I_{Ek} , яка наводить ЕРС E_{ad} , та $I_{E\sigma}$ – частина струму збудження I_{Ek} , яка наводить ЕРС E_{os} .

Величина струму I_{Ea} може бути визначена аналітично шляхом порівнювання перших гармонік магнітної індукції, створених обмоткою збудження та обмоткою статора:

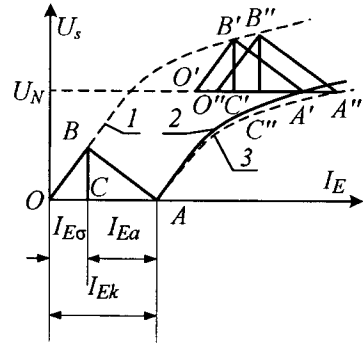


Рисунок 5.48 – Визначення індукційного опору розсіювання обмотки статора синхронної машини:

1 – характеристика неробочого ходу; 2 – розрахункова індукційна навантажувальна характеристика; 3 – дослідна індукційна навантажувальна характеристика

$$\frac{\mu_0}{\delta \cdot K_C \cdot k_{\mu d}} \cdot \frac{I_{Ea} \cdot N_E}{2p} \cdot k_f =$$

$$= \frac{\mu_0}{\delta \cdot K_C \cdot k_{\mu d}} \cdot \frac{m_s \sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{I_{sN} \cdot N_s}{p} \cdot K_{Ws} \cdot k_{ad}; \quad (5.100)$$

$$I_{Ea} = \frac{2m_s \sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{N_s \cdot K_{Ws}}{N_E} \cdot \frac{k_{ad}}{k_f} \cdot I_{sN} = \frac{2m_s \sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{N_s \cdot K_{Ws}}{N_E} \cdot k_d \cdot I_{sN}. \quad (5.101)$$

Струм I_{Ea} виражає МРС реакції якоря F_a в масштабі струму збудження.

Вважається, що розміри характеристичного трикутника при незмінному навантаженні залишаються незмінними. Тоді можна побудувати індукційну навантажувальну характеристику за допомогою характеристичного трикутника. Трикутник ABC переноситься паралельно самому собі так, щоби вершина B ковзала по характеристиці неробочого ходу. Тоді вершина A прокреслить шукану індукційну навантажувальну характеристику. Тобто характеристика неробочого ходу та індукційна навантажувальна характеристика пов'язані між собою через характеристичний

трикутник.

Отримана таким способом індукційна навантажувальна характеристика називається розрахунковою індукційною навантажувальною характеристикою. Вона трохи відрізняється від дослідної індукційної навантажувальної характеристики.

Враховуючи зв'язок характеристики неробочого ходу та індукційної навантажувальної характеристики через характеристичний трикутник, опір $X_{\sigma s}$ отримується так:

1) на рівні $U_s = U_{sN}$ проводиться горизонталь до точки перетину з розрахунковою індукційною навантажувальною характеристикою та отримується точка A' ;

2) ліворуч від точки A' відкладається відрізок $A'O' = AO$;

3) з точки O' проводиться промінь до перетину з характеристикою неробочого ходу паралельно початковій ділянці характеристики неробочого ходу та отримується точка B' ;

4) опускається перпендикуляр на відрізок $A'O'$ та отримується точка C ;

5) трикутник $A'B'C'$ дорівнює трикутникові ABC за побудовою. Отже, $B'C' = BC = I_{sN} X_{\sigma s}$.

Величина опору $X_{\sigma s}$ визначається як

$$X_{\sigma s} = \frac{B'C'}{I_{sN}}. \quad (5.102)$$

На практиці використовується дослідна індукційна намагнічувальна характеристика (див. рис. 5.48). Магнітний стан синхронної машини в точках A' і B' різний, тому що будуть різними струми збудження в точках A' і B' та магнітні потоки розсіювання від цих струмів. Більший магнітний потік розсіювання у точці A' призведе до зростання магнітного опору магнітного кола ротора та збільшення необхідного струму збудження для створення заданої напруги.

Таким чином, дослідна індукційна навантажувальна характеристика буде зсунута відносно розрахункової індукційної навантажувальної характеристики в бік більших струмів збудження.

За допомогою дослідної індукційної навантажувальної характерис-

тики визначається індуктивний опір Потье X_p , який є індуктивним опором розсіяння обмотки статора.

Трикутник $A''B''C''$ будується на базі дослідної індукційної навантажувальної характеристики аналогічно трикутнику $A'B'C'$, який був побудований на базі розрахункової індукційної навантажувальної характеристики.

У цьому випадку

$$X_p = \frac{B''C''}{I_{sN}}. \quad (5.103)$$

Величина індуктивного опору Потье для неявнополюсних синхронних машин $X_p = 1,05-1,1 X_{\sigma s}$; для явнополюсних синхронних машин – $X_p = 1,1-1,3 X_{\sigma s}$.

5.17. Паралельна робота синхронного генератора з мережею нескінченної потужності

5.17.1. Вмикання синхронного генератора на паралельну роботу з мережею нескінченної потужності

Генератори, які працюють на електростанціях, вмикаються на паралельну роботу між собою. При цьому досягається підвищення надійності енергопостачання та спрощення ремонту.

Окремі електростанції з тією ж метою вмикаються на паралельну роботу між собою, створюючи енергосистему. Окремі енергосистеми вмикаються на паралельну роботу між собою, створюючи єдину енергосистему.

Потужність окремої синхронної машини, ввімкненої до єдиної енергосистеми, значно менша, ніж загальна потужність усіх інших машин в єдиній енергосистемі. Тому можна стверджувати, що кожний синхронний генератор працює паралельно з мережею нескінченної потужності.

Напруга та частота мережі незмінні та не залежать від режиму роботи окремої синхронної машини. Струм кожного синхронного генератора додається до загального струму мережі, створюючи таким чином мережу нескінченної потужності.

При вмиканні на паралельну роботу можливі значні поштовхи струму, які можуть призвести до аварії генератора або приводного двигуна чи до спрацювання захисної апаратури.

Для запобігання поштовхів струму необхідно при вмиканні виконувати вимогу: миттєве значення напруги мережі $u(t)$ має дорівнювати миттєвому значенню напруги генератора $u_s(t)$ за всіма фазами:

$$u(t) = u_s(t). \quad (5.104)$$

При синусоїдному розподіленні напруг у часі умова має вигляд:

$$U_m \sin(\omega t + \alpha) = U_{sm} \sin(\omega_s t + \alpha_s). \quad (5.105)$$

Ця умова розкладається на чотири окремих умови:

1) мають бути однакові амплітуди і діючі значення напруги мережі та генератора:

$$U_m = U_{sm}; \quad (5.106)$$

$$U = U_s; \quad (5.107)$$

2). мають бути однакові кутові частоти мережі та генератора:

$$\omega = \omega_s; \quad (5.108)$$

або мають бути однакові частоти мережі та генератора:

$$f = f_s; \quad (5.109)$$

3) мають бути однакові початкові фази напруги мережі та генератора:

$$\alpha = \alpha_s; \quad (5.110)$$

4) мають бути однакові порядки чергування фаз мережі та генератора.

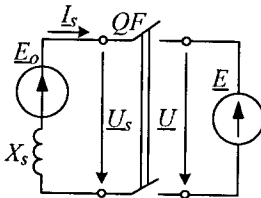


Рисунок 5.49 – Схема підключення однофазного генератора на паралельну роботу з мережею нескінченної потужності

Для спрощення аналізування умов вмикання розглядається однофазна система (рис. 5.49). Мережа подана еквівалентним генератором з ЕРС \underline{E} , його внутрішній опір дорівнює нулю, що є ознакою мережі нескінченної потужності. Напряга мережі \underline{U} створюється ЕРС еквівалентного генератора \underline{E} . Напряга синхронного генератора \underline{U}_s створюється ЕРС \underline{E}_o та спадом напруги на індуктивному опорі X_s при нехтуванні активним

опором (5.75). При замиканні вимикача QF напруги \underline{U} і \underline{U}_s повинні бути однаковими, $\underline{U} = \underline{U}_s$ або, зважаючи на (5.75),

$$\underline{U} = \underline{E}_o - j\underline{I}_s X_s. \quad (5.111)$$

Будь-яка різниця між напругою \underline{U} та ЕРС \underline{E}_o викличе появу струму \underline{I}_s .

Сукупність операцій з підключення синхронного генератора на паралельну роботу називається *синхронізацією*.

Порядок синхронізації

1. Генератор приводиться в обертання з номінальною частотою обертання n (5.2) та (5.1) для того, щоби частоти або кутові частоти мережі та генератора дорівнювали одна одній, $f = f_s$ або $\omega = \omega_s$.

Виконати точно цю умову неможливо, тому що обертальний момент приводного механізму, а, отже й частота обертання, завжди мають коливання. Ця умова виконується тільки приблизно.

2. Регулюється струм збудження синхронної машини (за характеристикою неробочого ходу $E_o(I_E)$) так, щоб ЕРС обмотки статора \underline{E}_o до підключення була однаковою з напругою мережі \underline{U} . Ця умова завжди виконується точно.

3. Перевіряється порядок чергування фаз мережі та генератора.

4. Визначається момент часу, коли напруги мережі та генератора мають однакові початкові фази, $\alpha = \alpha_s$. Цей момент визначається за допомогою лампового або стрілкового синхроскопів.

Найпростішим із синхроскопів є ламповий синхроскоп за схемою «на згасання світла» (рис. 5.50). Він складається з трьох ламп розжарювання EL , кожна з яких ввімкнена одним кінцем на фазу генератора GS , іншим – на відповідну фазу мережі.

На початку синхронізації умова однаковості кутових частот, $\omega = \omega_s$, виконується приблизно. Вектори напруги \underline{U} та

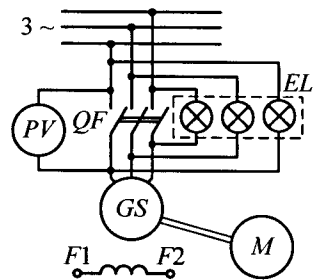


Рисунок 5.50 – Електрична схема підключення синхронного генератора на паралельну роботу з мережею нескінченної потужності

ЕРС \underline{E}_o обертаються на комплексній площині з різною кутовою частотою (рис. 5.51). Взаємне положення цих векторів буде безперервно змінюватись від збігу до протилежного спрямування і знов до збігу. Виникаюча різниця ЕРС, зважаючи на (5.111),

$$\Delta \underline{E} = \underline{E}_o - \underline{U} = j \underline{I}_s X_s. \quad (5.112)$$

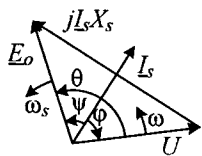


Рисунок 5.51 –
Обертання векторів
напруг на комплексній
площині

Ця різниця ЕРС $\Delta \underline{E}$ викликати́ме появу струму \underline{I}_s , величина та характер якого визначатиметься загальним опором синхронного генератора. Оскільки процес обертання є безперервним, кути ϕ , ψ , θ постійно змінюються, струм \underline{I}_s створює знакозмінний момент. Цей момент у поєднанні зі значним «струмовим ударом» може спричинити руйнування синхронного генератора при вмиканні.

Різниця між кутовими частотами $\Delta \omega = \omega - \omega_s$, відповідає частота $\Delta f = f - f_s$, що називається частотою биттів.

Коли вектори напруги \underline{U} та ЕРС \underline{E}_o збігаються за фазою, струм через лампи EL (див. рис. 5.50) не протікатиме, лампи не світитимуться.

Коли в процесі обертання вектори напруги \underline{U} та ЕРС \underline{E}_o знаходяться в протифазі, на кожній лампі виникне подвійна фазна напруга, лампи яскраво світитимуться.

Таким чином, лампи періодично запалюються та згасають з частотою биттів Δf . Впливаючи на частоту обертання приводного двигуна M , змінюється частота биттів Δf так, щоб період згасання та запалювання був не менший 3 с. Потім очікується черговий період згасання, та в середині цього періоду замикається вимикач QF , тим самим синхронний генератор GS вмикається на паралельну роботу з мережею. Середині періоду згасання ламп відповідає момент часу, коли напруги \underline{U} та \underline{U}_s будуть збігатися за фазою, тобто $\alpha = \alpha_s$. Паралельно до однієї з ламп вмикається до фази вольтметр PV для більш точного визначення моменту вмикання на паралельну роботу.

Коли порядок чергування фаз синхронного генератора та мережі однаковий, то напруга \underline{U} та ЕРС \underline{E}_o урівноважуються у всіх трьох фазах системи одночасно. У випадку порушення цієї умови зрівноваження на-

пруги \underline{U} та ЕРС \underline{E}_o у всіх фазах неможливо, і виникають руйнівні явища. Дотримання однакового порядку чергування фаз синхронного генератора та мережі забезпечується при монтажі генератора й електростанції.

Після замикання вимикача QF синхронний генератор самостійно втягується в синхронізм, що означає, що магнітне поле обмотки статора і ротор обертаються синхронно без зовнішнього регулюючого впливу. Синхронізм надалі підтримується автоматично.

Вмикання синхронного генератора на паралельну роботу за допомогою синхроскопа потребує значного часу та кваліфікованого персоналу. В той самий час у ряді випадків, особливо при перехідних процесах в енергосистемі, необхідно швидко підключення синхронної машини на паралельну роботу з мережею. У цьому випадку використовується так звана самосинхронізація.

Порядок дій при самосинхронізації: обмотка збудження відключається від мережі постійного струму та вмикається на великий активний опір, що в 10 разів перевищує опір обмотки збудження. Ротор приводиться в обертання з частотою, близькою до номінальної. Якщо різниця частот обертання не перевищує 2 %, то різнойменні полюси статора і ротора входять до взаємодії за рахунок сил притягання різнойменних полюсів (див. рис. 5.30, а). Одночасно підключається обмотка статора до мережі, а обмотка збудження підключається до мережі постійного струму. При цьому в обмотці статора можливі поштовхи струму до $3,5I_{sN}$. Але синхронні машини проектуються так, щоб вони без ушкоджень витримували цей поштовх. Одразу після підключення синхронного генератора на паралельну роботу з мережею нескінченної потужності при виконанні всіх умов струм обмотки статора дорівнює нулю, $\underline{I}_s = 0$. Синхронний генератор знаходиться в режимі неробочого ходу. Осі полюсів статора та ротора (див. рис. 5.30) збігаються, кут $\theta = 0$. У мережі нескінченної потужності напруга не змінюється, $\underline{U} = \text{const}$.

З (5.75) струм обмотки статора:

$$\underline{I}_s = \frac{\underline{E}_o - \underline{U}}{jX_s}. \quad (5.113)$$

При постійному синхронному індуктивному опорі, $X_s = \text{const}$, та незмінній напрузі мережі, $\underline{U} = \text{const}$, змінювання струму \underline{I}_s може здійснюватися тільки змінюванням ЕРС \underline{E}_o за величиною або за фазою.

5.17.2. Регулювання активної потужності синхронного генератора при паралельній роботі з мережею нескінченної потужності

Якщо, починаючи з режиму неробочого ходу, до вала синхронної машини прикласти обертальний зовнішній момент M_{ex} , полюси ротора в своєму синхронному обертанні з полюсами статора отримують деякий кутовий зсув θ у напрямку обертання ротора (див. рис. 5.30, б). На цей самий кут у часі повернеться вектор ЕРС \underline{E}_o від вектора напруги \underline{U} . При цьому струм збудження I_E залишити таким самим, яким він був при

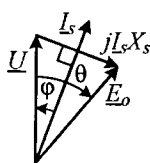


Рисунок 5.52 – Векторна діаграма синхронного генератора при обертовому зовнішньому моменті

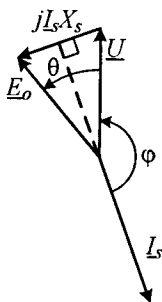


Рисунок 5.53 – Векторна діаграма синхронного генератора при гальмівному зовнішньому моменті

вмиканні синхронного генератора на паралельну роботу. Отже, ЕРС \underline{E}_o та напруга \underline{U} залишаться однаковими за величиною, $E_o = U$, та зсунутими один відносно одного на кут θ . Між ЕРС \underline{E}_o та напругою \underline{U} виникне різниця ЕРС $\Delta \underline{E}$, яка викличе появу струму \underline{I}_s .

За (5.75) будується векторна діаграма (рис. 5.52), з якої випливає, що кут ϕ менший за 90° . Це означає, що синхронна машина має додатну активну потужність P (5.98), віддає її до мережі та знаходиться в режимі генератора. При цьому синхронна машина розвиває гальмівний електромагнітний момент M_{em} , який врівноважує обертальний зовнішній момент M_{ex} , у результаті чого зберігається незмінною частота обертання n .

Якщо, починаючи з режиму неробочого ходу, до вала синхронної машини прикласти гальмівний зовнішній момент M_{ex} , полюси ротора в своєму синхронному обертанні з полюсами статора отримують деякий кутовий зсув θ у напрямку, протилежному обертанню ротора (див. рис. 5.30, в). Вектор ЕРС \underline{E}_o змінить своє положення.

З векторної діаграми (рис. 5.53) випливає, що кут ϕ більший за 90° . Це означає, що синхронна машина має від'ємну активну потужність P (5.98),

забирає її з мережі та знаходиться в режимі двигуна.

При цьому синхронна машина розвиває обертальний електромагнітний момент M_{em} , який врівноважує гальмівний зовнішній момент M_{ex} , в результаті чого зберігається незмінною частота обертання n .

Змінювання кута θ призводить до змінювання електромагнітного моменту M_{em} доти, доки момент M_{em} не врівноважить момент M_{ex} . Саме зв'язок кута θ з величиною моменту M_{ex} обумовлює назву кута – кут навантаження або кут вильоту.

Таким чином, регулювання активної потужності синхронної машини, яка працює паралельно з мережею нескінченної потужності, досягається зміною зовнішнього моменту, прикладеного до вала синхронної машини. При зміні зовнішнього моменту з обертального на гальмівний синхронна машина автоматично переходить з режиму генератора до режиму двигуна. При змінюванні зовнішнього моменту, прикладеного до вала синхронної машини, змінюється кут навантаження. При цьому змінюються тангенційні складові сил взаємодії (тяжіння) різнойменних полюсів статора і ротора, отже, змінюється електромагнітний момент. Змінювання кута навантаження триває доти, доки не настає рівновага зовнішнього та електромагнітного моментів.

5.17.3. Кутова характеристика синхронної машини

Кутовою характеристикою синхронної машини є залежність активної потужності від кута навантаження $P(\theta)$ при незмінних напрузі мережі, $U = \text{const}$, номінальній частоті мережі, $f_N = \text{const}$, струмі збудження, $I_E = \text{const}$.

Кутова характеристика визначається для синхронного генератора, ввімкнутого на паралельну роботу з мережею нескінченної потужності з перетвореної векторної діаграми ЕРС (див. рис. 5.31) та енергетичної діаграми активної потужності синхронного генератора (див. рис. 5.43, а), з яких отримується вираз для активної потужності P .

Підставляючи (5.72) до (5.98) та виконуючи перетворення з урахуванням (5.33) та (5.34), отримується:

$$\begin{aligned} P &= m_s \cdot U_s \cdot I_s \cdot \cos(\psi - \theta) = \\ &= m_s \cdot U_s \cdot (I_s \cdot \sin \psi \cdot \sin \theta + I_s \cdot \cos \psi \cdot \cos \theta) = \\ &= m_s \cdot U_s \cdot (I_{sd} \cdot \sin \theta + I_{sq} \cdot \cos \theta). \end{aligned} \quad (5.114)$$

Проекції векторів перетвореної векторної діаграми ЕРС (див. рис. 5.31) на осі q і d дають рівняння:

$$E_o = U_s \cdot \cos \theta + I_{sd} \cdot X_d; \quad (5.115)$$

$$U_s \cdot \sin \theta = I_{sq} \cdot X_q. \quad (5.116)$$

Розв'язок (5.115) та (5.116) відносно струмів дозволяє визначити складові струму обмотки статора по осях d і q :

$$I_{sd} = \frac{E_o - U_s \cdot \cos \theta}{X_d}; \quad (5.117)$$

$$I_{sq} = \frac{U_s \cdot \sin \theta}{X_q}. \quad (5.118)$$

При підстановці (5.117) та (5.118) до (5.114) отримується вираз для кутової характеристики активної потужності синхронної явнополюсної машини:

$$P = \frac{m_s \cdot U_s \cdot E_o}{X_d} \cdot \sin \theta + \frac{m_s \cdot U_s^2}{2} \cdot \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \cdot \sin 2\theta. \quad (5.119)$$

При магнітній симетрії синхронної неявнополюсної машини, $X_d = X_q = X_s$ з (5.119) отримується вираз для кутової характеристики активної потужності синхронної неявнополюсної машини:

$$P = \frac{m_s \cdot U_s \cdot E_o}{X_s} \cdot \sin \theta. \quad (5.120)$$

За (5.119) та (5.120) будуються кутові характеристики синхронних машин (рис. 5.54). Кутова характеристика синхронної явнополюсної машини містить дві складові: одна змінюється з одинарною частотою (крива 1), друга – з подвійною частотою (крива 2). Це пов'язано з магнітною несиметрією синхронної явнополюсної машини по осях d і q .

Максимальній потужності синхронної машини P_{\max} відповідає критичний кут навантаження θ_{cr} . Для синхронної явнополюсної машини кут θ_{cr} становить 65–75 електричних градусів, для неявнополюсної – завжди дорівнює 90 електричних градусів. З величиною кута θ_{cr} пов'язана стійкість роботи синхронної машини.

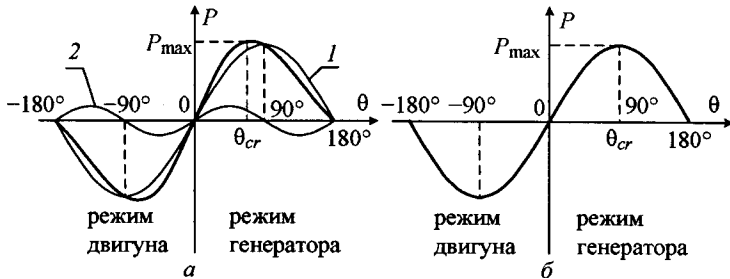


Рисунок 5.54 – Кутові характеристики синхронних явнополюсної (а) та неявнополюсної (б) машин

Практикою експлуатації встановлено, що синхронна машина повинна витримувати приблизно подвійне перевантаження, $P_{\max} \approx 2P_N$. З (5.119) та (5.120) випливає, що величина потужності P обернено пропорційна опорам X_d для синхронної явнополюсної машини та X_s для синхронної неявнополюсної машини. Опори X_d і X_s зворотно пропорційні величині повітряного проміжку δ . Максимальні значення активної потужності P_{\max} прямо пропорційні величині повітряного проміжку δ . Чим більший повітряний проміжок δ , тим менший опір X_d або X_s , тим більша потужність P_{\max} . Але при цьому зростають необхідна МРС збудження, маса міді обмотки збудження, висота полюса. Тобто збільшуються габарити синхронної машини та витрата активних матеріалів. Тому визначення оптимальної величини повітряного проміжку є розв'язком суперечливої проектної задачі.

Електромагнітний момент синхронної машини з урахуванням припущень (5.98)

$$M_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega} = \frac{P}{\Omega}. \quad (5.121)$$

Підставляючи (5.119) або (5.120) до (5.121), отримуються вирази електромагнітного моменту для синхронних явнополюсної та неявнополюсної машин, відповідно:

$$M_{em} = \frac{m_s \cdot U_s \cdot E_o}{\Omega \cdot X_d} \cdot \sin \theta + \frac{m_s \cdot U_s^2}{2\Omega} \cdot \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \cdot \sin 2\theta; \quad (5.122)$$

$$M_{em} = \frac{m_s \cdot U_s \cdot E_o}{\Omega \cdot X_s} \cdot \sin \theta. \quad (5.123)$$

Електромагнітний момент синхронної явнополюсної машини має дві складові. Перша складова – основний електромагнітний момент. Він обумовлений взаємодією провідників зі струмом обмотки збудження та обертовим магнітним полем обмотки статора. Друга складова – реактивний електромагнітний момент. Він обумовлений дією магнітного поля реакції якоря при магнітній несиметрії явнополюсного ротора.

Виникнення реактивного моменту обумовлено тим, що будь-яке несиметричне у магнітному відношенні феромагнітне тіло в магнітному полі тяжіє зайняти таке положення, щоб магнітний опір на шляху магнітного потоку був мінімальним.

Якщо полюси статора (див. рис. 5.30) нерухомі, то полюси ротора займають положення по осі полюсів статора. Якщо полюси будуть обертатися, то услід за ними буде обертатися несиметричний в магнітному відношенні явнополюсний ротор.

Синхронна явнополюсна машина створює реактивний електромагнітний момент навіть за відсутності магнітного поля збудження.

Реактивний момент нейтральний до полярності полюсів ротора, тому змінюється з подвійною частотою стосовно кута навантаження. Амплітуда реактивного електромагнітного моменту може досягати 0,23 від максимального електромагнітного моменту синхронної машини.

Здатність синхронної машини без збудження розвивати електромагнітний момент використовується в так званих синхронних реактивних двигунах, які широко застосовуються як мікродвигуни.

Момент синхронної неявнополюсної машини має тільки одну складову – основний електромагнітний момент.

Залежність $M_{em}(\theta)$ повторює кутову характеристику $P(\theta)$ з коефіцієнтом пропорційності $1/\Omega$ відповідно до (5.121).

Зважаючи на пропорційність потужності P та моменту M_{em} (5.121), такі самі зауваження щодо впливу опорів X_d і X_s та величини повітряного проміжку δ стосуються й моменту M_{em} .

Треба мати на увазі, що при використанні (5.119), (5.122), (5.120), (5.123) для практичних розрахунків необхідно використовувати насичені значення X_d і X_s .

Вигляд кутових характеристик також можна пояснити за допомогою моделі синхронної машини для визначення кута θ (див. рис. 5.30).

Коли кут θ дорівнює нулю (рис. 5.30, *a*), осі різнойменних полюсів статора і ротора збігаються, між цими полюсами діють тільки радіальні сили магнітного тяжіння. Тангенційних сил магнітного тяжіння немає, тому електромагнітний момент відсутній, $M_{em} = 0$.

Коли кут θ більший від нуля (рис. 5.30, *b*), до вала синхронної машини прикладається обертальний зовнішній момент. Полюси ротора в своєму синхронному обертанні з полюсами статора отримують кутовий зсув θ за напрямком обертання. Крім радіальних сил взаємодії різнойменних полюсів статора і ротора з'являються тангенційні сили взаємодії (сили тяжіння), що створюють гальмівний електромагнітний момент. Це відповідає режиму генератора.

Чим більший зовнішній момент, тим більший кут θ , тим більші тангенційні сили магнітного тяжіння між різнойменними полюсами статора і ротора, більші електромагнітний момент та електромагнітна потужність. При $\theta = 90^\circ$ полюс ротора розташовується суто посередині між полюсами статора. В цьому положенні тангенційні сили магнітного тяжіння, а також електромагнітний момент та електромагнітна потужність будуть максимальними.

При подальшому збільшенні кута θ починають наближуватись однойменні полюси статора і ротора, між якими немає сил тяжіння. Тому електромагнітний момент та електромагнітна потужність починають зменшуватися.

Коли кут $\theta = 180^\circ$, один проти одного стоятимуть однойменні полюси статора і ротора, між якими немає сил тяжіння. Тому електромагнітний момент і електромагнітна потужність дорівнюватимуть нулю.

Коли кут θ менший за нуль (див. рис. 5.30, *e*), до вала прикладається гальмівний зовнішній момент. Полюси ротора в синхронному обертанні з полюсами статора отримують кутовий зсув θ проти напрямку обертання. Виникають тангенційні сили магнітного тяжіння різнойменних полюсів статора і ротора, які створюють обертальний електромагнітний момент. У міру зростання кута θ до 180° процес йде аналогічно попередньому.

5.17.4. Регулювання реактивної потужності синхронного генератора при паралельній роботі з мережею нескінченної потужності

Якщо, починаючи з режиму неробочого ходу, струм збудження I_E змінити, величина ЕРС \underline{E}_o зміниться відповідно до характеристики неробочого ходу $E_o(I_E)$. При цьому кут θ необхідно залишити таким самим, яким він був при вмиканні синхронного генератора на паралельну роботу, $\theta = 0$. Отже, ЕРС \underline{E}_o та напруга \underline{U} залишаться однаковими за фазою та різними за величиною. Між ЕРС \underline{E}_o та напругою \underline{U} виникне різниця ЕРС, яка викличе появу струму \underline{I}_s (рис. 5.55). При зростанні ЕРС \underline{E}_o струм \underline{I}_s буде суто реактивним і відставатиме від вектора напруги \underline{U} на кут 90° (рис. 5.55, а). При зменшенні ЕРС \underline{E}_o струм \underline{I}_s буде суто реактивним і випереджатиме вектор напруги \underline{U} на кут 90° (рис. 5.55, б).

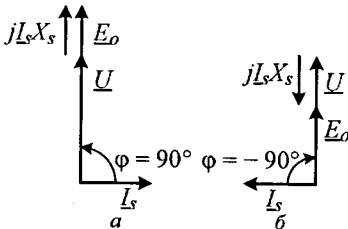


Рисунок 5.55 – Векторна діаграма синхронного генератора при збільшенні (а) та зменшенні (б) струму збудження

При збільшенні ЕРС \underline{E}_o магнітний потік $\underline{\Phi}_E$ зростає. В контурі «мережа – синхронний генератор» виникає реактивний струм (рис. 5.55, а), індуктивний по відношенню до синхронної машини, який створює поздовжньо-розмагнічувальну реакцію якоря. Вона компенсує надлишок магнітного потоку $\underline{\Phi}_E$. При зменшенні ЕРС \underline{E}_o магнітний потік $\underline{\Phi}_E$ зменшується. В

контурі «мережа – синхронний генератор» виникає реактивний струм, ємнісний по відношенню до синхронної машини (див. рис. 5.55, б), який створює поздовжньо-намагнічувальну реакцію якоря. Вона відшкодовує нестачу магнітного потоку $\underline{\Phi}_E$.

При паралельній роботі синхронного генератора з мережею нескінченної потужності кут φ визначається коефіцієнтом навантаження мережі $\cos \varphi$. При зміні кута φ буде змінюватись і кут θ (рис. 5.56). При регулюванні реактивної потужності необхідно дотримуватись, щоби добуток $E_o \cos \theta$ був постійним, що відповідає постійності активної потужності.

Для синхронного генератора, що працює паралельно з мережею нескінченної потужності, при незмінній напрузі мережі, $U = \text{const}$, та нехтуванні спадами напруги з (5.107) і (5.71) отримується

$$U = U_s = E_\delta = \text{const}. \quad (5.124)$$

Зважаючи на (3.42), результуючу ЕРС E_δ можна виразити через результуючий магнітний потік Φ_δ (5.23):

$$E_\delta = \pi\sqrt{2} \cdot \Phi_{\delta m} \cdot f \cdot N_s \cdot K_{ws}. \quad (5.125)$$

При незмінній напрузі мережі незмінність ЕРС E_δ можлива тільки при незмінності результуючого магнітного потоку, $\Phi_\delta = \text{const}$.

Таким чином, незмінність результуючого магнітного потоку Φ_δ (5.23) підтримується дією реакції якоря за рахунок виникнення реактивної складової струму обмотки статора. Причому це відбувається автоматично, без зовнішнього регулювального впливу.

5.17.5. *U-подібні характеристики синхронної машини*

U-подібна характеристика синхронного генератора – це залежність струму обмотки статора від струму обмотки збудження $I_s(I_E)$ при незмінних напрузі мережі, $U = \text{const}$, номінальній частоті мережі, $f_N = \text{const}$, активній потужності $P = \text{const}$. Незмінність активної потужності підтримується незмінним зовнішнім моментом на валу синхронного генератора.

U-подібні характеристики можуть бути побудовані за допомогою векторних діаграм (рис. 5.57) із дотриманням незмінності результуючого магнітного потоку, $\Phi_\delta = \text{const}$.

Струм обмотки збудження, при якому реактивна складова струму обмотки статора дорівнює нулю, $I_{sr} = 0$, називається нормальним струмом збудження

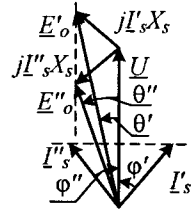


Рисунок 5.56 – Векторна діаграма синхронного генератора при змінюванні струму збудження зі збереженням активної потужності

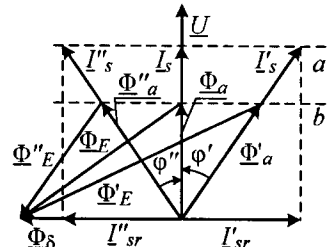


Рисунок 5.57 – Векторна діаграма магнітних потоків для побудови *U-подібної* характеристики синхронного неявнополюсного генератора

I_{En} . При нормальному струмі збудження $\cos\varphi=1$. Вектор струму \underline{I}_s збігається з вектором напруги синхронної машини \underline{U}_s за фазою. Струм \underline{I}_s створює магнітний потік реакції якоря $\underline{\Phi}_a$, який збігається з ним за фазою. Вектор магнітного потоку $\underline{\Phi}_E$ будується за (5.23).

Для збереження постійності активної потужності активна складова струму обмотки статора повинна бути постійною, що означає постійність проекції вектора струму \underline{I}_s на вектор напруги \underline{U}_s . Отже, при будь-якому змінюванні струму I_E кінець вектора струму \underline{I}_s переміщуватиметься по прямій a , перпендикулярній до напрямку напруги \underline{U} .

Магнітний потік $\underline{\Phi}_a$ створюється струмом \underline{I}_s та змінюється так само, як струм \underline{I}_s . Тому при будь-якому змінюванні струму I_E кінець вектора магнітного потоку $\underline{\Phi}_a$ переміщуватиметься по прямій b , перпендикулярній напрямку напруги \underline{U}_s .

При збільшенні струму обмотки збудження вище за нормальний струм збудження, $I_E > I_{En}$ (перезбудження синхронного генератора), ЕРС \underline{E}_o зростає, в контурі «мережа – синхронний генератор» виникає струм \underline{I}'_s , що відстає від напруги \underline{U} на кут φ' . Вектор магнітного потоку $\underline{\Phi}_a$ переходить у положення $\underline{\Phi}'_a$. Магнітний потік $\underline{\Phi}_E$ при цьому зростає до величини $\underline{\Phi}'_E$. У струмі \underline{I}'_s з'являється реактивна складова \underline{I}'_{sr} , яка відстає від напруги \underline{U} на 90° . Реактивна потужність, створена синхронним генератором, є додатною та віддається до мережі.

При зменшенні струму обмотки збудження нижче за нормальний струм збудження, $I_E < I_{En}$ (недозбудження синхронного генератора), ЕРС \underline{E}_o зменшується, в контурі «мережа – синхронний генератор» виникає струм \underline{I}''_s , що випереджає напругу \underline{U} на кут φ'' . Вектор магнітного потоку $\underline{\Phi}_a$ переходить у положення $\underline{\Phi}''_a$. Магнітний потік $\underline{\Phi}_E$ при цьому зменшується до величини $\underline{\Phi}''_E$. У струмі \underline{I}''_s з'являється реактивна складова \underline{I}''_{sr} , що випереджає напругу \underline{U} на 90° . Реактивна потужність, створена синхронним генератором, є від'ємною та споживається з мережі.

Повторюючи побудову векторної діаграми для ряду значень струму I_E , будується U -подібна характеристика (рис. 5.58).

У режимі U -подібної характеристики змінювання струму I_E призводить до зміни реактивної складової \underline{I}_{sr} за величиною та знаком, а от-

же, за величиною та знаком змінюється реактивна потужність машини.

При збільшенні активної потужності (рис. 5.59) зростає струм I_s , зростають спади напруг $I_s X_{os}$ і $I_s R_s$. Для забезпечення умови (5.124) необхідно збільшувати струм I_E . Тому нижня точка U -подібних характеристик зміщується праворуч по осі I_E , тобто в бік більших струмів.

У точці A струм $I_E = 0$, ЕРС $E_o = 0$. Напряга явнополюсного за (5.73) та неявнополюсного за (5.75) генераторів становитиме відповідно:

$$\underline{U}_s = 0 - jI_d X_d; \quad (5.126)$$

$$\underline{U}_s = 0 - jI_s X_s. \quad (5.127)$$

З (5.126), (5.127) отримуються вирази струмів обмотки статора явнополюсного та неявнополюсного генераторів у точці A відповідно:

$$I_{sA} = \frac{U_s}{X_d}; \quad (5.128)$$

$$I_{sA} = \frac{U_s}{X_s}. \quad (5.129)$$

Кривою a обмежується стійка робота синхронного генератора. Пряма c обмежує можливі режими за умовами насичення магнітної системи через зростання струму I_E та нагрівання обмотки збудження через зростання втрат на збудження.

Таким чином, регулювання реактивної потужності синхронного генератора здійснюється змінюванням струму збудження.

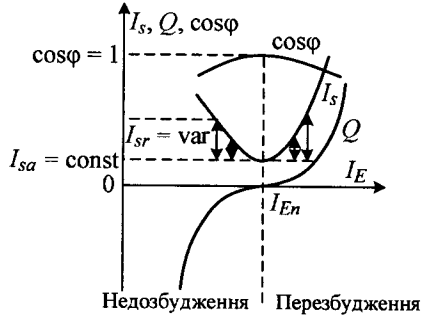


Рисунок 5.58 – U -подібна характеристика та залежності $Q(I_E)$, $\cos\varphi(I_E)$ синхронного генератора

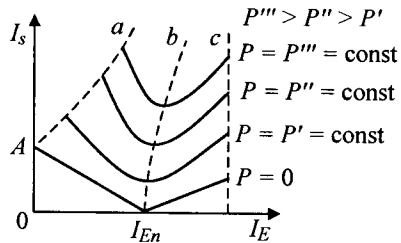


Рисунок 5.59 – Сімейство U -подібних характеристик

5.17.6. Кутові характеристики реактивної потужності синхронної машини

За допомогою перетвореної діаграми ЕРС (див. рис. 5.31) отримуються кутові характеристики реактивної потужності $Q(\theta)$ при незмінному струмі збудження, $I_E = \text{const}$.

Реактивна потужність синхронної машини

$$Q = m_s \cdot U_s \cdot I_s \cdot \sin \varphi. \quad (5.130)$$

При підстановці (5.72) до (5.130) перетворенні з урахуванням (5.33) та (5.34) отримується:

$$\begin{aligned} Q &= m_s \cdot U_s \cdot I_s \cdot \sin(\psi - \theta) = \\ &= m_s \cdot U_s \cdot (I_s \cdot \sin \psi \cdot \cos \theta + I_s \cdot \cos \psi \cdot \sin \theta) = \\ &= m_s \cdot U_s \cdot (I_{sd} \cdot \cos \theta + I_{sq} \cdot \sin \theta) \end{aligned} \quad (5.131)$$

При підстановці (5.117) та (5.118) до (5.131) отримується вираз для кутової характеристики реактивної потужності синхронного генератора:

$$\begin{aligned} Q &= \frac{m_s \cdot U_s \cdot E_o}{X_d} \cdot \cos \theta + \\ &+ \frac{m_s \cdot U_s^2}{2} \cdot \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \cdot \cos 2\theta - \frac{m_s \cdot U_s^2}{2} \cdot \left(\frac{1}{X_q} + \frac{1}{X_d} \right). \end{aligned} \quad (5.132)$$

За (5.132) будується кутова характеристика реактивної потужності для найзагальнішого випадку паралельної роботи синхронного генератора з мережею нескінченної потужності – перезбудження синхронного генератора, тобто коли $E_o > U$ (рис. 5.60).

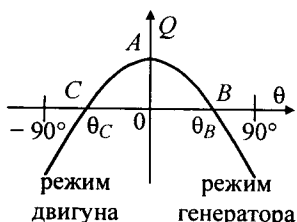


Рисунок 5.60 – Кутова характеристика реактивної потужності синхронної машини при перезбудженні

Точка A кутової характеристики відповідає режиму неробочого ходу, коли кут $\theta = 0$, активна потужність $P = 0$. Реактивна потужність у точці A є максимальною, $Q_A = Q_{\max}$. Напряга \underline{U} , ЕРС \underline{E}_o та струм \underline{I}_s пов'язані через векторну діаграму на рис. 5.55, a .

У міру зростання зовнішнього моменту на валу кут θ зростає. Вектор ЕРС \underline{E}_o повертається проти стрілки годинника.

Також повертатиметься вектор спаду напруги $j\underline{L}_s X_s$. Вектор струму \underline{L}_s жорстко пов'язаний із вектором спаду напруги $j\underline{L}_s X_s$ та повертається разом із ним (див. на рис. 5.56 положення векторів \underline{E}'_o , $j\underline{L}'_s X_s$, \underline{L}'_s).

У деякий момент часу вектор струму \underline{L}_s , повертаючись, збігається з вектором напруги \underline{U}_s . При цьому кут $\varphi = 0$, $\cos \varphi = 1$, реактивна потужність $Q = 0$ (рис. 5.61). Це відповідає точці B кутової характеристики (див. рис. 5.60).

При подальшому зростанні зовнішнього моменту та кута θ кут φ зростає, але стає випереджаючим. Реактивна потужність Q змінює знак. Отже, до точки B на кутовій характеристиці синхронний генератор віддає до мережі реактивну потужність, а після точки B споживає реактивну потужність із мережі.

Від'ємним кутам θ відповідає режим двигуна. В точці C реактивна потужність $Q = 0$. Таким чином, синхронний двигун при перезбудженні є генератором реактивної потужності.

В будь-якому робочому режимі синхронної машини можна так відрегулювати струм збудження I_E , щоб $\cos \varphi = 1$. Це призводить до зменшення габаритів машини та витрат активних матеріалів.

Можливість змінювання реактивної потужності синхронної машини за величиною і знаком обумовлює подвійну функцію синхронних машин. Перша функція – перетворення енергії. Друга функція – регулювання реактивної потужності мережі, яка необхідна трансформаторам та асинхронним двигунам.

5.18. Стійкість роботи синхронних машин

5.18.1. Статична стійкість синхронної машини

Статична стійкість синхронної машини – здатність відновлювати сталий режим при дії короточасних збурювань. До збурювань належать коливання напруги мережі або зовнішнього моменту на валу.

Статична стійкість визначається за допомогою залежності $M_{em}(\theta)$, яка подібна до кутової характеристики активної потужності $P(\theta)$. Інерці-

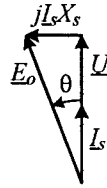


Рисунок 5.61 – Векторна діаграма синхронного генератора при реактивній потужності, що дорівнює нулю

сю обертальних мас нехтують. Вважається, що кут θ змінюється нескінченно повільно.

За відсутності збурювань синхронний генератор може працювати необмежено довго при врівноваженості обертального зовнішнього моменту M_{ex} та гальмівного електромагнітного моменту M_{em} , $M_{ex} = M_{em}$. При незмінному моменті M_{ex} на кутовій характеристиці $M_{em}(\theta)$ таких точок дві: точки 1 і 2 (рис. 5.62).

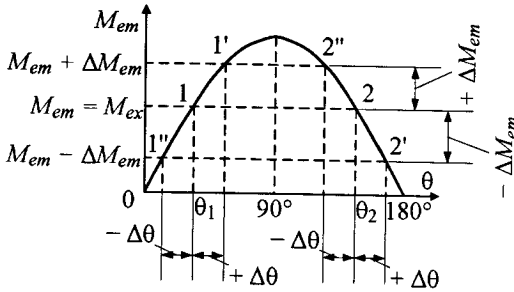


Рисунок 5.62 – Пояснення статичної стійкості синхронного неявнополюсного генератора

Якщо під дією короточасного збурення (наприклад, коливання зовнішнього моменту) в точці 1 кут θ збільшився на величину $+\Delta\theta$, то відповідно до кутової характеристики момент M_{em} отримує приріст $+\Delta M_{em}$, генератор переходить працювати до

точки 1'. У цій точці гальмівний електромагнітний момент більший за обертальний зовнішній момент, $M_{em} > M_{ex}$. На валу з'являється надлишок гальмівного моменту. Кут θ зменшується впритул до точки 1.

Якщо, починаючи з режиму точки 1, кут θ зменшився на величину $-\Delta\theta$, генератор перейде до точки 1''. В цій точці гальмівний електромагнітний момент менший за обертальний зовнішній момент, $M_{em} < M_{ex}$. На валу з'являється надлишок обертального моменту. Кут θ збільшуватиметься впритул до точки 1. Таким чином, у діапазоні $0 < \theta < 90^\circ$ синхронний генератор має статичну стійкість. Тобто синхронна машина самостійно, без зовнішнього регулювального впливу повертається до точки усталеного режиму після закінчення дії короточасного збурення.

Якщо, починаючи з точки 2, кут θ отримує додатний приріст $+\Delta\theta$, то електромагнітний момент M_{em} отримає від'ємний приріст моменту $-\Delta M_{em}$. В точці 2' гальмівний електромагнітний момент менший за обертальний зовнішній момент, $M_{em} < M_{ex}$. Кут θ продовжуватиме збільшуватися впритул до випадіння з синхронізму (полюси статора і ротора втрачать пружний зв'язок між собою та обертатимуться один відносно

одного асинхронно). Синхронна машина переходить до асинхронного режиму. Асинхронний режим для синхронної машини не є номінальним, тому тривала робота синхронної машини в асинхронному режимі неможлива при зберіганні навантаження. Зокрема, для турбогенератора така робота в асинхронному режимі не повинна перевищувати 30 хвилин, обмеженням є нагрів обмотки збудження.

Якщо, починаючи з режиму точки 2, кут θ отримує приріст $-\Delta\theta$, а момент - додатний приріст $+\Delta M_{em}$, то генератор перейде до точки точка 2''. В цій точці гальмівний електромагнітний момент більший за обертальний зовнішній момент, $M_{em} > M_{ex}$. На валу з'являється надлишок гальмівного моменту, під впливом якого кут θ зменшуватиметься впритул до точки 1. Таким чином, у діапазоні $90^\circ < \theta < 180^\circ$ синхронна машина статичної стійкості не має.

Умова статичної стійкості – це однакові знаки приростів $\Delta\theta$ та ΔM_{em} або $\frac{dM_{em}}{d\theta} > 0$.

Зона стійкої роботи синхронної машини визначається критичним кутом навантаження θ_{cr} . В явнополюсних синхронних машинах зона стійкої роботи менша, ніж у неявнополюсних (див. рис. 5.54).

Повернення синхронної машини до точки усталеного режиму після закінчення дії короткочасного збурювання виникає під дією синхронізуючого моменту

$$\Delta M_s = \frac{dM_{em}}{d\theta} \cdot \Delta\theta. \quad (5.133)$$

Синхронізуючому моменту відповідає синхронізуюча потужність

$$\Delta P_s = \frac{dP}{d\theta} \cdot \Delta\theta. \quad (5.134)$$

Похідні $\frac{dM_{em}}{d\theta}$ і $\frac{dP}{d\theta}$ називаються коефіцієнтами синхронізуючого моменту та синхронізуючої потужності відповідно. Чим менший кут θ , тим більші ці коефіцієнти, тим більший синхронізуючий момент ΔM_s , отже, і статична стійкість синхронної машини.

При незмінному зовнішньому моменті, тобто незмінній активній потужності, при зменшенні струму I_E зменшення ЕРС E_o компенсується

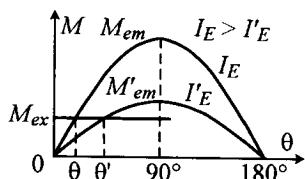


Рисунок 5.63 – Пояснення статичної стійкості синхронної машини при змінюванні струму збудження

зростанням кута θ . При цьому зменшується стійкість синхронної машини (рис. 5.63).

В умовах експлуатації можливі двократні перевантаження синхронної машини. Для того щоб синхронна машина витримувала ці перевантаження без випадіння із синхронізму, необхідно, щоб номінальний кут $\theta_N = 20\text{--}30$ електричних градусів. При зменшенні струму I_E кут θ

зростає та може перебільшити 30 електричних градусів. Тому робота синхронного генератора при регулюванні реактивної потужності обмежується (див. рис. 5.59, крива *a*).

5.18.2. Кількісна оцінка статичної стійкості синхронної машини

Кількісною оцінкою статичної стійкості синхронної машини є коефіцієнт статичної стійкості:

$$k_{st} = \frac{P_{\max}}{P_N}. \quad (5.135)$$

Максимальна потужність неявнополюсного генератора

$$P_{\max} = \frac{m_s \cdot U_s \cdot E_o}{X_s}. \quad (5.136)$$

Номінальна активна потужність синхронного генератора

$$P_N = m_s \cdot U_{sN} \cdot I_{sN} \cdot \cos \varphi_N. \quad (5.137)$$

Еквівалентний повний опір синхронного генератора

$$Z_{\varphi N} = \frac{U_{sN}}{I_{sN}}. \quad (5.138)$$

При підстановці (5.136), (5.137) до (5.135) з урахуванням (5.138) отримується формула коефіцієнта статичної стійкості для практичного використання:

$$k_{st} = \frac{E_{o*}}{X_{s*} \cdot \cos \varphi_N}. \quad (5.139)$$

Зважаючи на (5.89), отримується зв'язок між коефіцієнтом k_{st} та відношенням короткого замикання K_k :

$$k_{st} = K_k \frac{E_{o*}}{\cos \varphi_N}. \quad (5.140)$$

Величина ЕРС E_{o*} визначається струмом I_E . Величина опору X_{s*} визначається величиною повітряного проміжку δ . Отже, коефіцієнт k_{st} залежить від струму I_E та величини повітряного проміжку δ .

При збільшенні повітряного проміжку δ опір X_{s*} зменшується, відношення короткого замикання K_k зростає, коефіцієнт k_{st} збільшується. При зменшенні повітряного проміжку δ опір X_{s*} зростає, відношення короткого замикання K_k зменшується, коефіцієнт k_{st} зменшується. Отже, статична стійкість синхронної машини прямо пропорційно пов'язана з величиною відношення короткого замикання K_k . Згідно зі стандартом, коефіцієнт $k_{st} \geq 1,75$.

Висновки щодо зв'язку між коефіцієнтом k_{st} та відношенням короткого замикання K_k і величиною повітряного проміжку цілком вірні й для синхронного явнополюсного генератора. В цьому разі в формулі (5.139) замість індуктивного опору X_{s*} підставляється індуктивний опір X_{d*} .

При зростанні зовнішнього моменту на валу з M'_{ex} до M''_{ex} необхідно одночасно збільшувати струм обмотки збудження з I'_E до I''_E для збереження величини кута θ у допустимих межах. Якщо струм I_E залишити без змін, то кут θ зростає до небезпечного з точки зору стійкості значення, близького до 90° , коли синхронізуючий момент наблизиться до нуля (рис. 5.64). Таке регулювання струму обмотки збудження отримало назву «формування збудження».

Для забезпечення стійкої роботи синхронної машини бажано мати якнайбільший повітряний проміжок δ . Але при великому повітряному проміжку δ необхідно збільшувати МРС збудження F_E . Через це зростають витрати міді на обмотку збуд-

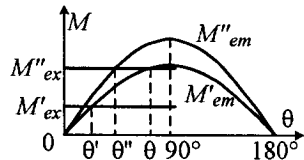


Рисунок 5.64 – Вплив зовнішнього моменту на стійкість синхронної машини

ження та збільшуються габарити машини. Оптимальні значення повітряного проміжку обираються з умов розумного компромісу на основі багаторічного досвіду проектування синхронних машин. У довідникових посібниках наводяться рекомендації щодо вибору повітряного проміжку.

Повітряний проміжок у синхронних машинах значно більший за повітряний проміжок в асинхронних машинах тієї ж потужності.

5.18.3. Динамічна стійкість синхронної машини

Динамічну стійкість синхронної машини розуміють як здатність синхронної машини без випадіння з синхронізму витримувати стрибкоподібні зміни режиму. Причиною таких змін можуть бути стрибкоподібні зміни напруги мережі, зміна зовнішнього моменту на валу, змінювання параметрів мережі (наприклад, обрив проводу лінії електропередачі).

По відношенню до стрибкоподібних змін режиму ротор обертової синхронної машини є коливальною системою. Можлива певна аналогія з механічною коливальною системою.

Якщо на пружині підвісити вантаж деякої маси, то сила тяжіння врівноважиться силами пружності пружини. Ця коливальна система знаходитиметься в рівновазі. Якщо масу збільшити, то ця коливальна система перейде до нового рівноважного положення через коливальний процес. Ротор синхронної машини, що працює паралельно з мережею, поведеться подібно до цієї коливальної системи. Функцію пружних сил виконує електромагнітний момент M_{em} , функцію інерційних сил – момент інерції ротора. Таким чином, при стрибкоподібній зміні режиму роботи синхронна машина переходить з одного усталеного режиму до іншого через коливальний процес. Цей процес має назву «коливання ротора» («качання ротора»).

При зміні стрибком зовнішнього моменту на валу синхронного генератора з M'_{ex} до M''_{ex} через інерцію ротора кут θ миттєво змінитись не може. Тому в перший момент часу $\theta = \theta_1$, що відповідає точці 1 (рис. 5.65), гальмівний електромагнітний момент буде меншим за обертальний зовнішній, $M_{em} < M''_{ex}$. Під впливом обертального зовнішнього моменту M''_{ex}

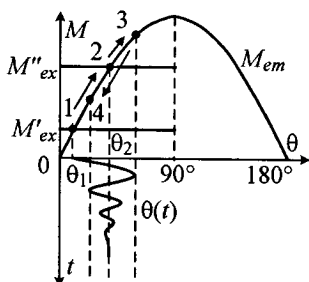


Рисунок 5.65 – Пояснення динамічної стійкості синхронної неявнополюсної машини

кут θ буде зростати, ротор прискорюватиметься, запасавши кінетичну енергію. У міру зростання кута θ синхронна машина за рахунок інерції проскакує точку 2 характеристики $M_{em}(\theta)$, та кут θ зростає до деякої точки 3. Положення точки 3 на характеристиці $M_{em}(\theta)$ визначається тим, що накопичена при прискоренні ротора кінетична енергія повністю витрачена. В точці 3 гальмівний електромагнітний момент більший за обертальний зовнішній, $M_{em} > M_{ex}$. Під впливом надлишку гальмівного моменту кут θ зменшується, ротор сповільнюється. Через інерцію обертових мас ротор проскакує точку усталеного режиму 2, та кут θ зменшується до деякої точки 4, яка лежить на характеристиці нижче точки 2. Далі коливання продовжуються, починаючи з точки 4 і т.д. Коливання будуть згасати через сили тертя. Період коливань становить від 0,5 до 2 Гц. Після закінчення коливань ротора кут θ дорівнює θ_2 .

Колівання ротора можуть бути вільними та змушеними. Вільні (власні) коливання виникають у самому роторі під дією внутрішніх сил після виведення його з рівноважного стану. Змушені коливання виникають, якщо зовнішній момент на валу пульсує. Неприпустимо, щоб частота змушених коливань збігалась з частотою вільних коливань ротора. Можливо виникнення резонансу з наступним руйнуванням синхронної машини. Для згладжування пульсацій зовнішнього моменту на валу встановлюється маховик.

Колівання ротора зменшують стійкість роботи синхронної машини. Для швидкого заспокоєння коливань ротора синхронна машина забезпечується заспокійливою (демпферною) обмоткою.

Стрижні заспокійливої обмотки вкладаються в пази полюсних наконечників явнополюсного ротора та утворюють повну або неповну білячу клітку (як в асинхронній машині). Результуючий магнітний потік Φ_8 , перетинаючи провідники заспокійливої обмотки, індукуює в них ЕРС E_{dm} , напрямком якої визначається за правилом правої руки (рис. 5.66). Частота ЕРС E_{dm} становить від 0,5 до 2 Гц.

Індуктивний опір заспокійливої обмотки дуже малий та струм стрижнів заспокійливої обмотки I_{dm} практично збігається за фазою з ЕРС E_{dm} . За правилом лівої руки визначається напрямком електромагнітних сил F_{em} , що впливають на стрижні. Електромагнітні сили F_{em} створюють електромагнітний момент заспокійливої обмотки, який пере-

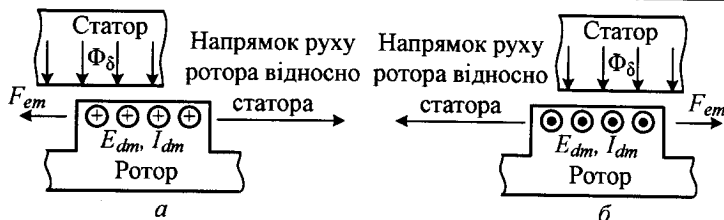


Рисунок 5.66 – Модель синхронної машини для визначення принципу дії заспокійливої обмотки при збільшенні (а) та зменшенні (б) кута θ

шкоджає переміщенню полюсів ротора відносно полюсів статора. Електромагнітний момент заспокійливої обмотки є асинхронним за своєю природою. Цей момент приводить до швидкого заспокоєння коливань ротора. Звідси й назва – «заспокійлива обмотка».

Для неявнополюсної синхронної машини з масивним феромагнітним ротором функцію заспокійливої обмотки виконує поверхневий шар металу ротора, в якому індукуються вихрові струми при коливаннях ротора. Взаємодія цих струмів з результуючим магнітним потоком створює заспокійливий момент, асинхронний за своєю природою.

5.18.4. Кількісна оцінка динамічної стійкості синхронної машини

Кількісна оцінка динамічної стійкості виконується за допомогою коефіцієнта динамічної переважаності k_{din} . Величина k_{din} визначається методом площ.

Застосування методу площ спрощено розглядається на прикладі неявнополюсного генератора GS , який приводиться в обертання турбіною T з постійним моментом на валу, $M = \text{const}$ (рис. 5.67). Генератор з'єднано з мережею через дві паралельні лінії електропередачі. Індуктивний опір кожної з ліній з урахуванням опору генератора становить X_{lin} . На одній з ліній відбувається коротке замикання, через що лінія відключається.

Максимальні потужності генератора до та після відключення лінії відповідно

$$P'_{\max} = \frac{m_s \cdot U_s \cdot E_o}{0,5 X_{lin}}, \quad (5.141)$$

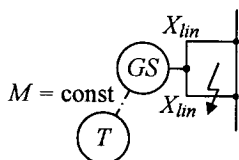


Рисунок 5.67 – Електрична схема підключення синхронного генератора на лінію електропередачі

$$P_{\max}^n = \frac{m_s \cdot U_s \cdot E_o}{X_{lin}}. \quad (5.142)$$

Максимальна потужність зменшиться в 2 рази.

До відключення робочою точкою синхронного генератора була точка a кутової характеристики 1 (рис. 5.68). Потужність P_{ex} забезпечується турбіною та залишається постійною. Після відключення другої лінії через інерцію обертового ротора кут θ миттєво зміниться не може та зберігає своє значення, $\theta = \theta_a$. Але синхронний генератор переходить у точку b характеристики 2 (кутова характеристика генератора після відключення). В точці b потужність генератора менша за потужність турбіни. Ротор починає прискорюватися, кут θ зростає, запасаючи при цьому кінетичну енергію.

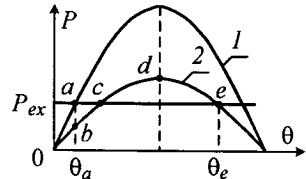


Рисунок 5.68 – Визначення динамічної стійкості синхронної машини методом площ

Величина запасеної кінетичної енергії буде пропорційною площі трикутника abc , який називається трикутником прискорення. Досягнувши точки c , за рахунок накопиченої кінетичної енергії кут θ зростатиме, але тепер потужність генератора буде більшою за потужність турбіни. Кут θ зростатиме доти, доки не буде повністю витрачено запас кінетичної енергії. Ротор почне вповільнюватися. Гальмування ротора відбуватиметься у межах ділянки cde характеристики 2. Трикутник cde називається трикутником гальмування.

Якщо площа трикутника гальмування більша за площу трикутника прискорення, то синхронна машина витримує стрибкоподібне змінювання режиму без випадіння з синхронізму, тобто має динамічну стійкість. Якщо площа трикутника гальмування стала би меншою за площу трикутника прискорення, за рахунок накопиченої кінетичної енергії кут θ буде зростати, що призведе до випадіння з синхронізму. В цьому випадку синхронна машина не має динамічної стійкості.

Кількісна оцінка визначається коефіцієнтом динамічної переважаності

$$k_{din} = \frac{P_{\max}^o}{P_N}, \quad (5.143)$$

де P_{\max}° – гранична припустима потужність, при якій синхронна машина зберігає динамічну стійкість. Визначається графічно методом площ з умови однаковості площ трикутників прискорення та гальмування.

Динамічна стійкість залежить від величини максимальної потужності, тобто від ЕРС E_o , яка визначається струмом збудження I_E . При виникненні перехідних процесів для забезпечення динамічної стійкості необхідно швидко збільшувати струм збудження (форсування збудження). При цьому напруга збудження порівняно з номінальною повинна швидко зростати у 2–4 рази, що є важливою вимогою до систем збудження синхронних машин.

5.19. Синхронний двигун

5.19.1. Галузь застосування

Синхронні двигуни застосовуються в приводах, які не потребують регулювання частоти обертання та з рідкими пусками, наприклад, димососи на електростанціях, вентилятори, приводи генераторів і т. д.

У кожному режимі роботи синхронного двигуна, регулюючи струм збудження, можна забезпечити коефіцієнт потужності $\cos\varphi = 1$. Можна також встановити коефіцієнт потужності $\cos\varphi < 1$ (ємнісний). У цьому випадку синхронний двигун є також генератором намагнічувальної потужності. За сукупністю всіх показників при потужностях, більших за 100 кВт, синхронні двигуни мають переваги перед асинхронними двигунами, незважаючи на більшу складність і вартість.

5.19.2. Рівняння та векторна діаграма синхронного двигуна

Рівняння для кола фазної обмотки статора синхронного двигуна

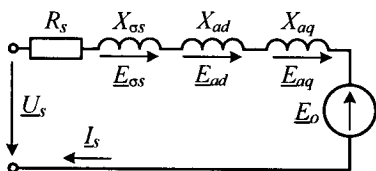


Рисунок 5.69 – Схема заміщення кола фазної обмотки статора синхронного явнопольного двигуна

складаються за другим законом Кірхгофа подібно до рівняння напруги синхронного генератора (5.71). Необхідно мати на увазі, що для двигуна змінюється умовний додатний напрямок струму обмотки статора I_s через те, що цей струм споживається з мережі (рис. 5.69).

Рівняння кола фазної обмотки

моменті, $M_{ex} = \text{var}$, та незмінному струмі збудження, $I_E = \text{const}$;

▼ у режимі регульовальної характеристики $I_E(I_s)$ при незмінних зовнішньому моменті, $M_{ex} = \text{var}$, та струмі збудження $I_E = \text{var}$, а також незмінному коефіцієнті потужності, $\cos \varphi = \text{const}$;

▼ у режимі U -подібної характеристики $I_s(I_E)$ при незмінних зовнішньому моменті, $M_{ex} = \text{const}$, та вихідній потужності, $P = \text{const}$, а також змінному струмі збудження, $I_E = \text{var}$.

В усіх режимах повинні бути незмінними напруга та частота мережі, $U = \text{const}$ і $f = \text{const}$.

Режим кутової характеристики

Режим кутової характеристики є найпоширенішим експлуатаційним режимом синхронного двигуна.

При незмінному струмі збудження, $I_E = \text{const}$, величина ЕРС E_o залишається незмінною. За цієї умови згідно з (5.145) при всіх змінах режиму роботи кінець вектора ЕРС \underline{E}_o пересувається по дузі радіуса E_o (рис. 5.72).

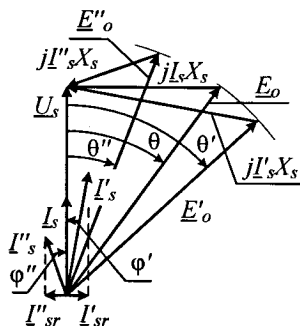


Рисунок 5.72 – Векторна діаграма синхронного неявнополюсного двигуна в режимі кутової характеристики

При зростанні зовнішнього моменту M_{ex} від вихідного режиму $\cos \varphi = 1$ кут θ зростає до значення θ' відповідно до кутової характеристики. Вектор ЕРС \underline{E}_o переходить до положення \underline{E}'_o . Кінець вектора \underline{E}'_o визначає нове положення вектора спаду напруги $jI'_s X_s$. Вектор струму I_s змінюється за величиною та фазою і переходить до положення I'_s , залишаючись перпендикулярним вектору спаду напруги $jI'_s X_s$. Вектор струму I'_s створює з вектором напруги \underline{U} кут φ' . Виникає реактивна складова струму I'_{sr} , яка є індуктивною по відношенню до напруги \underline{U}_s . Коефіцієнт потужності $\cos \varphi$ зменшується та стає індуктивним по відношенню до мережі.

При зменшенні зовнішнього моменту M_{ex} від вихідного режиму $\cos \varphi = 1$ кут θ зменшується до значення θ'' відповідно до кутової харак-

теристики. Далі аналогічно попередньому отримується новий вектор струму \underline{I}'_s , що створює з вектором напруги \underline{U} кут φ'' . Виникає реактивна складова струму \underline{I}'_{sr} , яка є ємнісною по відношенню до напруги \underline{U}_s . Коефіцієнт потужності $\cos \varphi$ зменшується та стає ємнісним по відношенню до мережі.

Так само, як і в синхронних генераторах, реактивний струм створює реакцію якоря, дія якої забезпечує незмінність результуючого магнітного потоку Φ_s (5.23).

Режим регульовальної характеристики

Регульовальні характеристики отримуються за допомогою векторних діаграм, побудованих за (5.144) або (5.145) для синхронних явнополюсного або неявнополюсного двигунів (рис. 5.73). Для виконання умови $\cos \varphi = \text{const}$ вектор струму \underline{I}_s повинен зберігати свій напрямок на комплексній площині (тобто кут $\varphi = \text{const}$). Вектор спаду напруги $j\underline{I}_s X_s$ зберігає свій напрямок уздовж прямої a , перпендикулярної напрямку вектора струму \underline{I}_s . При збільшенні зовнішнього моменту M_{ex} кут θ зростає до θ' . Кінець вектора ЕРС \underline{E}_o пересувається по прямій a . Повторюючи побудову векторної діаграми для ряду значень струму \underline{I}_s , отримуються регульовальні характеристики для кожного значення коефіцієнту потужності $\cos \varphi$. ЕРС \underline{E}_o збільшиться до свого значення \underline{E}'_o , струм \underline{I}_s – до величини \underline{I}'_s .

При зростанні зовнішнього моменту M_{ex} необхідно змінювати

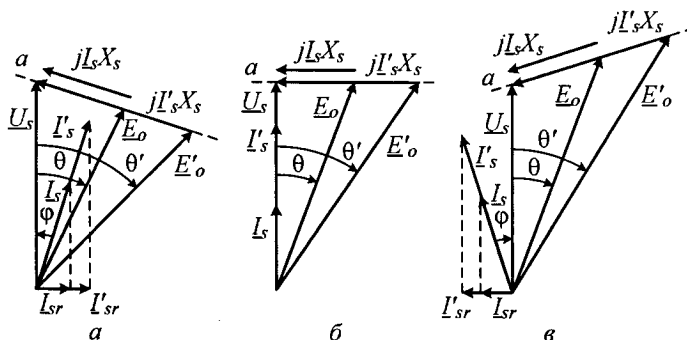


Рисунок 5.73 – Векторні діаграми синхронного неявнополюсного двигуна в режимі регульовальної характеристики при $\varphi > 0$ (а), $\varphi = 0$ (б), $\varphi < 0$ (в)

струм збудження I_E залежно від кута φ : при куті $\varphi > 0$ струм I_E необхідно зменшувати, при куті $\varphi \leq 0$ – збільшувати. Це обумовлено появою реактивної складової струму обмотки статора I_{sr} , яка створює реакцію якоря. При куті $\varphi > 0$ реактивна складова I_{sr} має ємнісний характер та забезпечує поздовжньо намагнічувальну дію реакції якоря, при куті $\varphi < 0$ – індуктивний характер та поздовжньо розмагнічувальну дію реакції якоря.

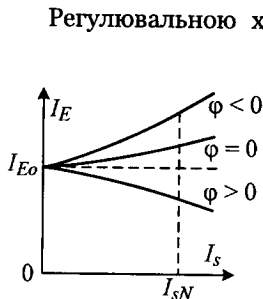


Рисунок 5.74 – Регулювальні характеристики синхронного двигуна

Регулювальною характеристикою синхронного двигуна є залежність струму обмотки збудження від струму обмотки статора $I_E(I_s)$ при незмінних напрузі мережі, $U = \text{const}$, номінальній частоті мережі $f_N = \text{const}$, коефіцієнті потужності, $\cos\varphi = \text{const}$.

Регулювальні характеристики (рис. 5.74) показують, як необхідно змінювати струм збудження I_E , щоб при змінюванні навантаження двигуна, тобто змінюванні струму обмотки статора I_s , коефіцієнт потужності $\cos\varphi$ залишався незмінним.

Режим U-подібної характеристики

Режиму U-подібної характеристики синхронного двигуна відповідає векторна діаграма (рис. 5.75), побудована за рівняннями (5.144) або (5.145) для синхронного неявнополюсного або явнополюсного двигунів. Принципи побудови векторної діаграми синхронного двигуна такі самі, як і для синхронного генератора (див. рис. 5.56). Незмінність потужності P забезпечується незмінністю проекції вектора струму I_s на вектор напруги \underline{U} . При будь-яких змінах режиму кінець вектора I_s пересувається по прямій a , що перпендикулярна вектору \underline{U} , кінець вектора \underline{E}_o – по прямій b , що паралельна вектору \underline{U}_s .

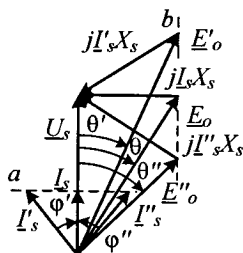


Рисунок 5.75 – Векторна діаграма синхронного неявнополюсного двигуна в режимі U-подібної характеристики

При перезбудженні вектор ЕРС \underline{E}_o пе-

реміщується до положення \underline{E}'_o під кутом θ' , величина ЕРС E'_o стає більшою за величину ЕРС E_o . Вектор струму \underline{I}_s переходить до положення \underline{I}'_s під кутом ϕ' .

При недозбудженні вектор ЕРС \underline{E}_o переміщується до положення \underline{E}''_o під кутом θ'' , величина ЕРС E''_o стає меншою за величину ЕРС E_o . Вектор струму \underline{I}_s переходить до положення \underline{I}''_s під кутом ϕ'' .

U -подібна характеристика синхронного двигуна подібна до U -подібної характеристики синхронного генератора (див. рис. 5.58, 5.59). В режимі недозбудження синхронний двигун є індуктивністю по відношенню до мережі, в режимі перезбудження – ємністю.

В режимі перезбудження синхронні двигуни працюють частіше, тому що в цьому випадку синхронний двигун є генератором реактивної потужності, необхідної для трансформаторів та асинхронних двигунів.

5.19.4. Пуск синхронних двигунів

5.19.4.1. Принцип пуску синхронного двигуна

Основним недоліком синхронних двигунів є відсутність пускового моменту. Наприклад, при частоті 50 Гц обертове магнітне поле обмотки статора змінює свою полярність 50 разів за секунду. Якщо обертове магнітне поле подати парюю постійних магнітів, які обертаються з синхронною частотою обертання n_s , а обмотку збудження – одним витком, у якому протікає постійний струм, то за правилом лівої руки визначається напрямком електромагнітної сили \underline{F}_{em} , що діє на виток обмотки збудження. Ця сила створює електро-

магнітний момент M_{em} , який у початковий момент часу діє проти стрілки годинника (рис. 5.76, а), а за півперіоду змінного струму (0,01 с при частоті 50 Гц) – за стрілкою годинника (рис. 5.76, б). Отже, середнє значення моменту M_{em} за період змінного струму буде дорівнювати нулю. Таким чином, синхронний двигун не

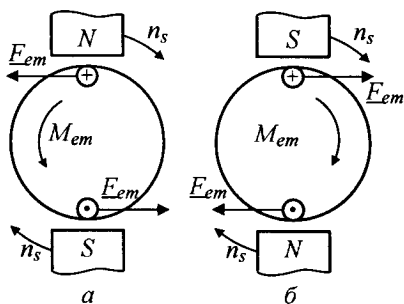


Рисунок 5.76 – Електромагнітна схема синхронного двигуна:

а – в початковий момент часу;
б – за півперіоду

має пускового моменту.

Ротор синхронного двигуна має інерцію. Через це за час, який дорівнює півперіоду змінного струму, коли момент M_{em} знак не змінює, ротор не може розігнатися до синхронної частоти обертання n_s . Отже, ротор синхронного двигуна необхідно попередньо розігнати до частоти, яка не повинна відрізнятись від синхронної частоти більш ніж на $\pm 5\%$. Така частота обертання називається підсинхронною.

Якщо ротор розігнати до підсинхронної частоти обертання, то різнойменні полюси статора і ротора починають взаємодіяти між собою за рахунок сил магнітного тяжіння (див. рис. 5.30), тобто синхронний двигун втягується в синхронізм.

Способи пуску (способи розгону ротора) синхронного двигуна:

- ✓ асинхронний пуск (основний спосіб) розглядатиметься нижче;
- ✓ частотний пуск, при якому синхронний двигун отримує живлення від перетворювача частоти, причому частота плавно зростає практично від нуля. Ротор розганяється разом із магнітним полем обмотки статора, не випадаючи з синхронізму. Спосіб дорогий через складності перетворювача частоти. Використовується рідко в спеціальних регульованих приводах;
- ✓ спосіб розгінного двигуна, при якому на час пуску ротор синхронного двигуна механічно з'єднується з розгінним двигуном значно меншої потужності (асинхронним або постійного струму). Після розгону до підсинхронної частоти обертання розгінний двигун механічно від'єднується від вала синхронного двигуна. Синхронний двигун втягується в синхронізм.

5.19.4.2. Асинхронний пуск синхронного двигуна

Для здійснення асинхронного пуску синхронного двигуна явнополюсний ротор повинен мати заспокійливу обмотку, яка у цьому випадку називається пусковою. Функцію пускової обмотки в синхронному неявнополюсному двигуні виконує поверхневий шар металу осердя ротора.

Для запобігання пошкодження ізоляції та зменшення дії магнітного поля збудження до початку пуску обмотка збудження замикається на великий активний опір, який на порядок перевищує активний опір самої обмотки збудження, $R_{sh} = (8-12)R_E$.

При замиканні вимикача $Q1$ (рис. 5.77) обмотка статора підключається до трифазної мережі змінного струму. Виникає магнітне поле обмотки статора з частотою обертання n_s . Обертове магнітне поле перетинає провідники пускової обмотки, яка виконана у вигляді неповної білячої клітки. При цьому в провідниках пускової обмотки індукуються ЕРС частоти ковзання f_{dm} , яка визначається за (4.65), та протікає струм. Взаємодія провідників зі струмом пускової обмотки й обертового магнітного поля призводить до виникнення електромагнітного обертового моменту, асинхронного за своєю природою (як у звичайному асинхронному двигуні). Під дією цього моменту ротор розганяється до підсинхронної частоти обертання, $n = 0,95n_s$. Коли цю частоту досягнуто, одночасно розмикається вимикач SA та замикається вимикач $Q2$. До обмотки збудження подається постійний струм. Після деякого перехідного процесу синхронний двигун втягується в синхронізм.

Якщо обмотка збудження під час пуску замкнена накоротко сама на себе, при обертанні ротора в обмотці збудження так само, як і в пусковій обмотці, обертове магнітне поле обмотки статора наводить ЕРС. Кількість витків обмотки збудження становить декілька сотень або тисяч. В обмотці збудження під дією ЕРС протікає струм частоти ковзання f_r (4.65). Обмотка збудження є однофазною обмоткою. При протіканні змінного струму вона створює пульсуюче магнітне поле, яке можна розкласти на два обертових: пряме та зворотне.

Частота обертання прямого та зворотного полів збудження відносно ротора n_{rs} визначається за (4.67).

Як у звичайному асинхронному двигуні, пряме поле обертається відносно нерухомого статора з частотою n_s (5.2).

Частота обертання зворотного поля відносно нерухомого статора

$$n_{rev} = n - n_{rF} = n_s(1 - s) - n_s s = n_s(1 - 2s). \quad (5.146)$$

При величині ковзання $1 > s > 0,5$ частота обертання $n_{rev} < 0$;

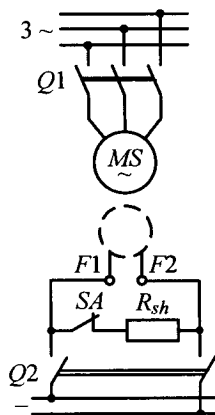


Рисунок 5.77 –
Електрична схема підключення синхронного двигуна при асинхронному пуску

при величині ковзання $s = 0,5$ частота обертання $n_{rev} = 0$;

при величині ковзання $0,5 > s > 0$ частота обертання $n_{rev} > 0$.

Отже, напрямок обертання зворотного магнітного поля в проміжку значень ковзань від 0 до 1 змінює знак, що означає зміну напрямку обертання відносно магнітного поля обмотки статора.

Зворотне магнітне поле збудження перетинає провідники обмотки статора та індукуює в них ЕРС частоти

$$f_{rev} = f_s(1 - 2s). \quad (5.147)$$

Обмотка статора замкнена на мережу. Тому під дією ЕРС в ній будуть протікати струми тієї ж частоти f_{rev} . Взаємодія провідників зі струмом обмотки статора та зворотно обертового магнітного поля обмотки збудження призводить до виникнення асинхронного електромагнітного моменту. Цей момент прикладений до нерухомого статора. У цьому випадку такий самий за величиною момент, але з протилежним знаком діє на ротор. оскільки змінюється напрямок частоти обертання n_{rev} , буде змінюватися знак моменту від зворотного магнітного поля.

Результуюча залежність пускового моменту від ковзання $M_1(s)$ може отримуватися як сума залежностей пускового моменту пускової обмотки від ковзання $M_{1sw}(s)$, пускового моменту обмотки збудження від прямого магнітного поля $M_{1dir}(s)$, пускового моменту обмотки збудження від зворотного магнітного поля $M_{1rev}(s)$:

$$M_1(s) = M_{1sw}(s) + M_{1dir}(s) + M_{1rev}(s). \quad (5.148)$$

Залежність $M_1(s)$ (рис. 5.78) має характерні точки та особливу ділянку:

точка I – точка при ковзанні $s = 1,0$ з початковим пусковим моментом M_{11} , який повинен бути більший за номінальний момент синхронного двигуна, $M_{11} > M_N$, для можливості пуску під навантаженням. Для збільшення пускового моменту стрижень пускової обмотки

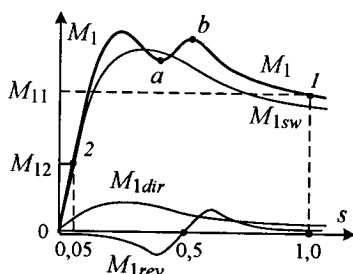


Рисунок 5.78 – Характеристика пускового моменту синхронного двигуна

виконується з підвищенням активним опором (наприклад, з латуні);

точка 2 – точка при ковзанні $s = 0,05$ з моментом втягування синхронного двигуна в синхронізм M_{12} , який повинен бути більший за номінальний момент синхронного двигуна, $M_{12} > M_N$;

ділянка ab , на якій синхронний двигун у процесі розгону може працювати стійко. Можливо при розгоні синхронного двигуна застрягання на цій ділянці. Це неприпустимо за умовами нагрівання обмоток статора та ротора. Явище застрягання синхронного двигуна при розгоні при $s \approx 0,5$ називається явищем одноосьового вмикання.

Для обмеження шкідливого впливу моменту від зворотного поля в процесі пуску струм в обмотці збудження повинен істотно обмежуватися. Саме для цього обмотка збудження на період пуску замикається на великий шунтовий опір R_{sh} (див. рис. 5.77).

5.19.5. Робочі характеристики синхронного двигуна

Робочими характеристиками синхронного двигуна є залежності частоти обертання, моменту на валу, коефіцієнта потужності, ККД, струму обмотки статора від вихідної потужності, $n, M, \cos \varphi, \eta, I_s(P)$ при незмінних номінальних напрузі $U_N = \text{const}$, частоті $f_N = \text{const}$, струмі збудження $I_{EN} = \text{const}$, де I_{EN} – струм обмотки збудження при перезбудженні для номінального струму обмотки статора при номінальній напрузі (рис. 5.79).

1. Залежність $n(P)$ пояснюється (5.1) та (5.2). Частота обертання синхронного двигуна від потужності не залежить. У паспорті на двигун залежність $n(P)$ не наводиться.

2. Залежність $M(P)$ пояснюється (5.121). Ця залежність є лінійною. В паспорті на двигун залежність $M(P)$ не наводиться.

3. Залежність $\cos \varphi(P)$ пояснюється векторною діаграмою (рис. 5.80).

Струм I_{EN} обирається так, щоб у режимі номінального навантаження коефіцієнт потужності $\cos \varphi$ становив 0,8–0,9 ($\varphi < 0$). При зменшенні

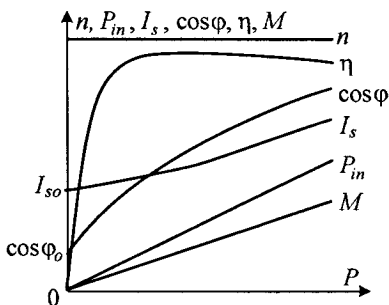


Рисунок 5.79 – Робочі характеристики синхронного двигуна

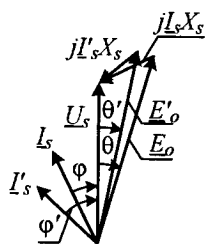


Рисунок 5.80 –
Векторна діаграма
синхронного
неявнополюсного
двигуна при
змінюванні кута φ

навантаження $\cos \varphi$ також зменшується. Вектор ЕРС \underline{E}_o повертається проти стрілки годинника, кут θ зменшується. При цьому буде повертатися вектор спаду напруги $j\underline{I}_s X_s$ зі зменшенням його величини. Поворот вектора $j\underline{I}_s X_s$ призводить до зростання кута φ , тобто до повороту вектора струму \underline{I}_s . Зменшення довжини вектора $j\underline{I}_s X_s$ свідчить про зменшення навантаження, тобто струму обмотки статора \underline{I}_s . Коефіцієнт потужності неробочого ходу $\cos \varphi_o$ знаходиться в межах 0,1–0,2. При цьому реактивна потужність, яку віддає синхронний двигун до мережі, буде максимальною.

4. Залежність $\eta(P)$

Характеристика ККД така сама, як і в усіх електричних машинах.

5. Залежність $I_s(P)$

Струм обмотки статора при неробочому ході I_{so} майже суто реактивний. Його величина залежить від величини струму I_E . Зазвичай струм $I_{so} = (0,5-0,7) I_s$.

При зростанні навантаження на валу збільшується активна складова струму обмотки статора I_{sa} та зменшується його реактивна складова I_{sr} . При цьому коефіцієнт потужності $\cos \varphi$ зростає.

В асинхронних двигунах у режимі неробочого ходу $\cos \varphi$ дуже малий та має індуктивний характер. Тому для асинхронних двигунів режим неробочого ходу дуже небажаний. Синхронний двигун в режимі неробочого ходу віддає до мережі найбільшу реактивну потужність.

ККД синхронного двигуна менший, ніж у асинхронного, за рахунок втрат на збудження, втрат у щітковому контакті та втрат на тертя щіток об контактні кільця.

5.20. Синхронний компенсатор

Синхронний компенсатор – це синхронний двигун, що завжди працює в режимі неробочого ходу. Вал синхронного компенсатора виконується полегшеним. Корпус виконується герметичним, тому що синхронний компенсатор встановлюється на відкритому повітрі. Потужність син-

хронних компенсаторів становить 1000–300000 квар.

Синхронний компенсатор може працювати в двох режимах:

- 1) компенсації реактивної потужності;
- 2) стабілізації напруги.

Режим компенсації реактивної потужності

В цьому режимі синхронний компенсатор є синхронним двигуном, що працює в режимі перезбудження, та є генератором реактивної потужності для трансформаторів і асинхронних двигунів, що є споживачами реактивної енергії. В цьому разі синхронний компенсатор встановлюється на підстанції підприємства.

Струм мережі до вмикання синхронного компенсатора \underline{I}' містить активну складову \underline{I}'_a та реактивну індуктивну складову \underline{I}'_r . Після вмикання синхронного компенсатора його струм \underline{I}_s суто реактивний та практично повністю компенсує реактивний струм мережі. За рахунок зменшення реактивного струму мережі з \underline{I}'_r до \underline{I}_r зменшується повний струм мережі з \underline{I}' до \underline{I} . Активна складова струму мережі при цьому не змінюється (рис. 5.81). Вмиканням синхронного компенсатора до мережі можна підняти коефіцієнт потужності $\cos \varphi$ до 0,95–0,98. Доводити $\cos \varphi$ до 1,0 нераціонально, тому що невиправдано збільшуються габарити синхронного компенсатора.

Генератори на електростанції розвантажуються від реактивного струму. Втрати в генераторах зменшуються, їх ККД зростає. Лінії електропередач також розвантажуються від реактивного струму, втрати потужності в лініях електропередачі зменшуються.

Режим стабілізації напруги

Напруга в мережі завжди коливається. При стабілізації напруги струм обмотки збудження регулюється так, щоб ЕРС, яка створюється в фазній обмотці статора при неробочому ході, дорівнювала номінальній фазній напрузі мережі, $E_o = U_{\varphi N}$.

Якщо напруга мережі спадає, $U_{\varphi} < U_{\varphi N}$, тоді ЕРС E_o стає більшою

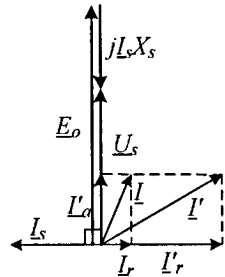


Рисунок 5.81 – Векторна діаграма синхронного компенсатора при перезбудженні

за фазну напругу мережі, $E_o > U_\phi$. Синхронний компенсатор потрапляє до режиму перезбудження та віддає до мережі реактивний ємнісний струм. За наявності в мережі ємнісного струму напруга на всіх затискачах трансформаторів зростає.

Якщо напруга мережі зростає, $U_\phi > U_{\phi N}$, то ЕРС E_o стає меншою за фазну напругу мережі, $E_o < U_\phi$. Синхронний компенсатор потрапляє до режиму недозбудження та віддає до мережі реактивний індуктивний струм. За наявності в мережі індуктивного струму напруга на всіх затискачах трансформаторів спадає.

Якщо потужність синхронного компенсатора приблизно дорівнює потужності мережі, до якої підключено синхронний компенсатор, то за допомогою синхронного компенсатора можна підтримувати постійність напруги мережі у межах $\pm 1\%$.

Контрольні запитання

1. Де застосовуються синхронні машини?
2. Які величини наводяться на табличці паспортних даних синхронної машини?
3. В чому полягає принципи дії синхронної машини?
4. Від чого залежить частота обертання синхронної машини?
5. Порівняйте конструкції явнополюсної та неявнополюсної синхронних машин.
6. Які системи охолодження застосовуються в синхронних машинах?
7. Які системи збудження застосовуються в синхронних машинах?
8. Як проходять поздовжня та поперечна осі в синхронній машині?
9. Які особливості конструкції неявнополюсної та явнополюсної синхронних машин наближають розподіл магнітної індукції магнітного поля збудження в повітряному проміжку до синусоїдного?
10. Що враховують коефіцієнти магнітного поля збудження, магнітного потоку збудження, насичення?
11. Що називається реакцією якоря електричної машини?
12. Від яких чинників залежить реакція якоря синхронної машини?
13. Як визначається реакція якоря в явнополюсній та неявнополюсній синхронних машинах?

14. В чому полягає теорія двох реакцій?
15. Для чого застосовується зведення обмотки статора до обмотки збудження в синхронних машинах?
16. Які індуктивні опори розрізняють синхронних машинах?
17. Наведіть схеми заміщення обмотки статора явнополюсної та неявнополюсної синхронних машин в усталеному режимі.
18. Наведіть порядок побудови векторних діаграм синхронного генератора без урахування насичення.
19. Наведіть порядок побудови векторних діаграм синхронного генератора з урахування насичення.
20. Наведіть порядок побудови перетвореної векторної діаграми явнополюсного та неявнополюсного синхронного генератора.
21. Як враховується насичення магнітної системи синхронної машини при побудові векторних діаграм?
22. Яка векторна діаграма синхронної машини називається векторною діаграмою Потье?
23. Яка векторна діаграма синхронної машини називається векторною діаграмою Блонделя?
24. Який фізичний зміст має кут навантаження синхронної машини?
25. З якою метою застосовується система відносних одиниць в синхронних машинах?
26. Як визначити індуктивні опори по поздовжній та поперечній осях та індуктивний опір розсіяння обмотки статора синхронної машини за допомогою характеристик неробочого ходу та короткого замикання?
27. Як визначається відношення короткого замикання синхронної машини?
28. Як впливає величина відношення короткого замикання синхронної машини на її характеристики?
29. Які втрати потужності існують в синхронній машині?
30. Які характеристики визначають роботу синхронного генератора при автономному навантаженні?
31. Як впливає на зовнішню характеристику синхронного генератора характер навантаження?
32. Як впливає на регулювальну характеристику синхронного генератора характер навантаження?
33. Як отримати індукційну навантажувальну характеристику екс-

периментальним та розрахунковим шляхами?

34. Для чого застосовується характеристичний трикутник (трикутник Потье)?

35. Які умови необхідно виконати при підключенні синхронного генератора на паралельну роботу з мережею нескінченної потужності?

36. Поясніть порядок дій при синхронізації та самосинхронізації синхронного генератора при підключенні на паралельну роботу з мережею нескінченної потужності.

37. Які умови підключення синхронного генератора на паралельну роботу з мережею нескінченної потужності перевіряються за допомогою синхроскопа?

38. Які характеристики визначають роботу синхронного генератора при паралельній роботі з мережею нескінченної потужності?

39. Як регулюються активна та реактивна потужності синхронного генератора при паралельній роботі з мережею нескінченної потужності?

40. Порівняйте електромагнітні моменти явнополюсної та неявнополюсної синхронних машин.

41. Чим обмежується робота синхронного генератора при регулюванні реактивної потужності?

42. Дайте визначення статичній та динамічній стійкості синхронної машини?

43. Як визначаються коефіцієнти статичної та динамічної стійкості синхронної машини?

44. В чому полягає метод площ при визначенні динамічної стійкості синхронної машини?

45. В яких режимах може працювати синхронний двигун?

46. Коли виникають режими кутової, регульовальної, U -подібної характеристик синхронного двигуна?

47. Як відбувається пуск синхронного двигуна?

48. Які існують способи пуску синхронних двигунів?

49. Поясніть робочі характеристики синхронного двигуна?

50. Чому частота обертання синхронного двигуна не залежить від навантаження?

51. Для чого застосовуються синхронні компенсатори?

6. МАШИНИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

6.1. Загальні відомості

Машины постійного струму використовуються насамперед як двигуни. Генератори використовуються в автономних системах (системи автономного енергопостачання), а також як електромашинні посилювачі і тахогенератори (прилади для перетворювання частоти обертання в пропорційний електричний сигнал).

Двигуни постійного струму застосовуються в електроприводах, які потребують плавного регулювання частоти обертання в широких межах (відношення максимальної частоти обертання до номінальної може становити 10:1, відношення номінальної частоти обертання до мінімальної може становити 100:1). Тільки двигуни постійного струму дозволяють просто й економно регулювати частоту обертання в таких широких межах. Двигуни постійного струму використовуються в електротранспорті, в морському транспорті, в приводі прокатних станів, в електротрансмісії великовантажних автомобілів, у вантажопідйомних та землерийних машинах, складних металообробних верстатах. Також двигуни постійного струму використовуються в тих установках, де джерелом електричної енергії є акумуляторні батареї (стартерні двигуни, двигуни підводних човнів та ін.).

Генератори постійного струму застосовуються як основні джерела живлення на транспортних установках для заряджання акумуляторних батарей.

У системах автоматичного регулювання машини постійного струму застосовуються як різноманітні виконавчі двигуни.

6.2. Паспортні дані машин постійного струму

Кожна машина постійного струму обладнується табличкою номінальних даних, на якій зазначаються:

1) номінальна потужність P_N у кіловатах (кВт): для двигунів – механічна потужність на валу двигуна, для генераторів – електрична потужність на затискачах обмотки якоря;

2) номінальна напруга U_N у вольтах (В) – напруга на затискачах обмотки якоря;

- 3) номінальний струм I_N в амперах (А);
- 4) номінальна частота обертання n_N в обертах за хвилину (об/хв);
- 5) тип збудження – незалежне, паралельне, послідовне, змішане;
- 6) номінальна напруга збудження U_{EN} у вольтах (В) – напруга на затискачах обмотки збудження. Зазначається для машин з незалежним та паралельним збудженням;
- 7) номінальний струм збудження I_{EN} в амперах (А). Зазначається для машин із незалежним та паралельним збудженням;
- 8) номінальне значення коефіцієнта корисної дії (ККД) η_N у відносних одиницях (в.о.) або відсотках (%).

6.3. Принцип дії машин постійного струму

У машинах постійного струму основний магнітний потік створюється нерухомими головними полюсами, які є електромагнітами або постійними магнітами. Робоча обмотка розташовується між головними полюсами на обертовому якорі та називається обмоткою якоря. Осердя якоря являє собою феромагнітний циліндр. Головні полюси та якор розділяються повітряним проміжком.

Принцип дії розглядається на прикладі двополусної машини постійного струму, де обмоткою якоря є виток $abcd$ (рис. 6.1). Виток складається з двох провідників ab та cd . Кінці витка виведені до двох пластин-півкільць,

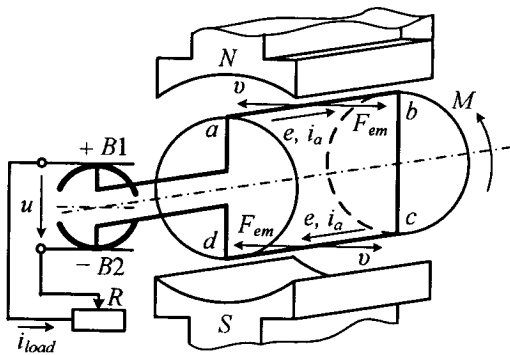


Рисунок 6.1 – Електромагнітна схема двополусного генератора постійного струму

укріплених на валу та ізолюваних від вала й одне від одного. Ці пластини-півкільця утворюють колектор. На пластини-півкільця накладені щітки $B1$ та $B2$. При роботі машини постійного струму осердя з обмоткою та колектором обертається, а щітки залишаються нерухомими.

У режимі генератора до щіток $B1$ та $B2$ підключається навантаження активним опором R . До вала прикладається зовнішній обертальний момент M .

При обертанні витка в провідниках ab та cd індукується ЕРС e , напрямок якої визначається за правилом правої руки, а величина – за законом електромагнітної індукції (2.1):

$$e_c = B_\delta \cdot l_\delta \cdot v_a, \quad (6.1)$$

де B_δ – магнітна індукція в повітряному проміжку; l_δ – довжина частини провідника обмотки якоря, що знаходиться в магнітному полі, відповідає розрахунковій довжині повітряного проміжку (3.138), v_a – лінійна швидкість пересування провідника в магнітному полі, відповідає лінійній швидкості точки на поверхні якоря.

При постійній лінійній швидкості v_a провідника постійної довжини l_δ ЕРС e_c пропорційна магнітній індукції B_δ .

Розподіл магнітної індукції уздовж кола якоря $B_\delta(x)$ нерівномірний та являє собою криволінійну трапецію (рис. 6.2). У межах полюсного наконечника магнітна індукція B_δ приблизно постійна. В міжполюсному проміжку магнітна індукція B_δ істотно змінюється за величиною та змінює знак.

Розподіл магнітної індукції $B_\delta(x)$ повинен бути точно симетричним. Лінія, де магнітна індукція дорівнює нулю, називається геометричною нейтраллю. Вона проходить крізь центр кола якоря та точки O' та O'' .

При обертанні якоря провідники ab і cd займають різне положення у просторі, поперемінно потрапляють під північний та південний полюси.

Отже, у витку $abcd$ буде наводитися змінна ЕРС, характер змінювання якої у часі $e_c(t)$ (рис. 6.3, а) визначається характером розподілу магнітної індукції у просторі $B(x)$ (див. рис. 6.2).

Якщо до щіток $B1$ та $B2$ підключається навантаження активним

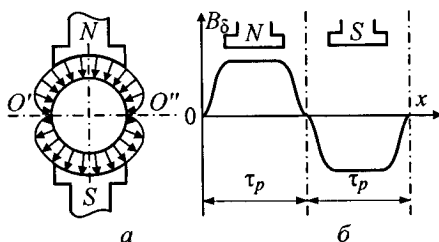


Рисунок 6.2 – Розподіл магнітної індукції в машині постійного струму у поперечному перерізі (а) та уздовж кола якоря (б)

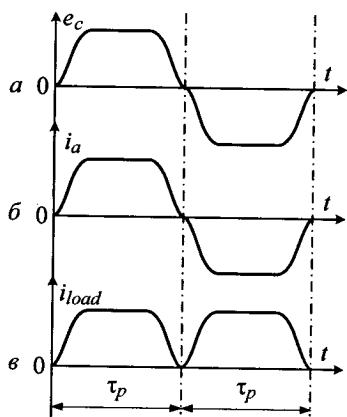


Рисунок 6.3 – Змінювання у часі ЕРС (*a*), струму в обмотці якоря (*b*) та струму в навантаженні (*c*) генератора постійного струму

чок *a* та *b*, *c* та *d* зміниться на протилежний. Але полярність щіток *B1* та *B2* залишиться такою самою через те, що одночасно з витком повертаються пластини-півкільця під щітками. Таким чином, завжди із щіткою *B1* контактує пластинка-півкільце, яка належить до провідника, що знаходиться під північним полюсом, а із щіткою *B2* – під південним полюсом. При незмінній полярності щіток напрямок струму в навантаженні i_{load} буде незмінним (рис. 6.3, *c*). Відбувається випрямлення струму. Колектор із щітки є механічним випрямлячем.

За наявності лише двох провідників на осерді якоря струм у навантаженні буде не постійним, а пульсуючим. Для зменшення пульсацій струму в навантаженні необхідно збільшувати кількість витків, розподілених по колу осердя якоря, і, відповідно, кількість пластин, з яких складається колектор. При кількості витків, яка дорівнює 15, можна вважати струм у навантаженні практично постійним. Насправді кількість провідників становить декілька десятків або сотень. Отже, струм в навантаженні є постійним.

Провідники зі струмом взаємодіють із магнітним полем головних полюсів. При цьому виникають електромагнітні сили F_{em} . Напрямок цих сил визначається за правилом лівої руки, а величина – за законом

опором R , по провідниках буде протікати струм i_a , який збігатиметься за фазою з ЕРС e_c (рис. 6.3 *b*).

У вихідному положенні (див. рис. 6.1) провідник *ab* розташовується під північним полюсом, струм спрямовано від точки *b* до точки *a*. Провідник *cd* розташовується під південним полюсом, струм i_a спрямовано від точки *d* до точки *c*. При цьому крізь щітку *B1* струм виходить до навантаження, крізь щітку *B2* повертається до витка *abcd*. Щітка *B1* є позитивною, щітка *B2* – негативною. Після повороту витка *abcd* на 180° напрямок струму i_a в провідниках *ab* та *cd* відносно то-

Ампера (1.3):

$$F_{em} = B_{\delta} \cdot l_{\delta} \cdot i_a. \quad (6.2)$$

Електромагнітні сили F_{em} створюють електромагнітний момент M_{em} , який у режимі генератора є гальмівним, тому що спрямований проти зовнішнього моменту M (див. рис. 6.1).

У режимі двигуна до щіток $B1$ та $B2$ підводиться постійна напруга U , під впливом якої в витку $abcd$ буде протікати струм i_a (рис. 6.4). Провідники зі струмом взаємодіють із магнітним полем головних полюсів,

створюючи електромагнітні сили F_{em} . (6.2). Електромагнітні сили F_{em}

створюють електромагнітний момент M_{em} , під дією якого осердя якоря з витком $abcd$ приходять в обертання. Тобто електромагнітний момент M_{em} у цьому випадку є обертальним.

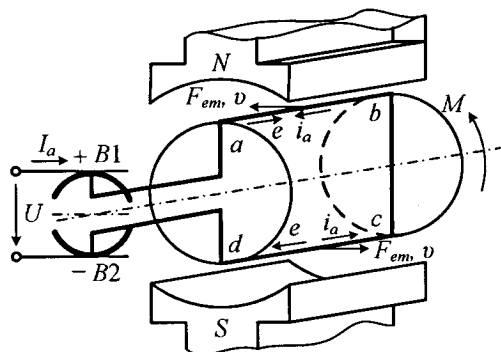


Рисунок 6.4 – Електромагнітна схема двопольного двигуна постійного струму

При обертанні витка відбувається зміна пластин-півкілець під щітками $B1$ та $B2$, а, отже, змінюється напрямок струму i_a в провідниках ab і cd відносно точок a та b , c та d . Таким чином, у витку $abcd$ протікатиме змінний струм. Колектор із щітками є механічним інвертором, що перетворює постійний струм, який підводиться до щіток, на змінний струм у витку $abcd$. При обертанні витка в магнітному полі головних полюсів у провідниках ab і cd індукуються ЕРС e_c (6.1). Напрямок ЕРС e_c визначається за правилом правої руки. ЕРС e_c спрямована зустрічно по відношенню до струму i_a .

6.4. Конструкція машин постійного струму

Машина постійного струму (рис. 6.5) складається з нерухомої частини та обертового якоря, що розділені повітряним проміжком (повітряний проміжок у машинах постійного струму значно більший за повіт-

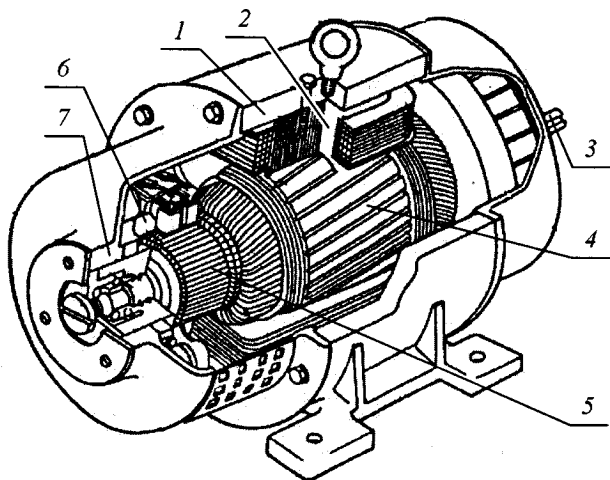


Рисунок 6.5 – Конструкція машини постійного струму

ряний проміжок асинхронних машин).

Нерухома частина складається зі станини 1, до якої кріпляться головні 2 та додаткові (на рис. 6.5 не показані) полюси, що складаються з осердь та котушок. Котушки головних полюсів з'єднуються послідовно та утворюють обмотку збудження.

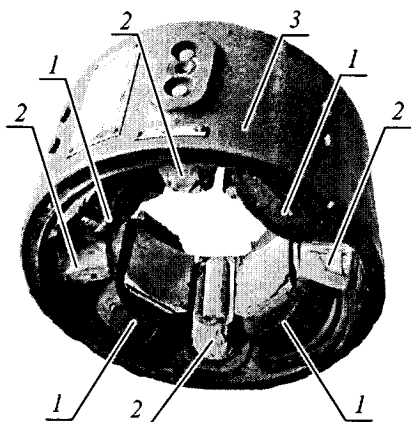


Рисунок 6.6 – Магнітна система чотириполюсної машини постійного струму

Якір складається з вала 3, осердя якоря з обмоткою 4, колектора 5. Щітки в щіткотримачах розташовуються на траверсі, що все разом утворює щітковий пристрій 6. Кінці вала закріплюються у підшипниках, які зовнішніми обоймами закріплюються в підшипникових щитах 7. На валу може встановлюватися вентилятор самовентиляції.

Нерухома частина машини постійного струму ще називається магнітною системою (рис. 6.6). Головні полюси 1 складаються з осердь та полюс-

ної котушки, по якій проходить струм збудження. Головні полюси створюють магнітне поле збудження. Осердя головного полюса набирається з листів електротехнічної сталі, які скріплюються сталевими шпильками. З боку, оберненого до якоря, осердя має полюсний наконечник, який формує розподіл магнітної індукції в повітряному проміжку та кріпить котушки обмотки збудження на осерді полюса. Полюсна котушка виконується з мідного проводу круглого або прямокутного перерізу, який намотується на каркас з ізоляційного матеріалу. Котушка може розподілятися по висоті на декілька частин, між якими залишаються вентиляційні канали. Осердя полюсів прикріплюється до станини 3 болтами.

Додаткові полюси 2 призначені для поліпшення комутації, тобто зменшення іскріння під щітками. Додатковий полюс, як і головний, складається з осердя та котушки, яка вмикається послідовно з обмоткою якоря. Додаткові полюси розташовуються точно посередині між сусідніми головними полюсами та прикріплюються до станини 3 болтами. Осердя додаткових полюсів виготовляють або суцільними сталевими, або шихтованими з електротехнічної сталі. З боку, оберненого до якоря, осердя має полюсний наконечник, функції якого такі самі, як і у головного полюса.

Станина 3 є порожнім циліндром, який виконується литим або зварним із товстого листа сталі. Станина є елементом магнітного кола машини постійного струму. Тому в машинах, що працюють із частими перехідними процесами, станина виконується шихтованою.

Осердя якоря 4 (див. рис. 6.5) є шихтованим циліндром, на зовнішній поверхні якого знаходяться пази. До цих пазів у два шари вкладається обмотка якоря. Між отвором під вал і пазами можуть бути аксіальні вентиляційні отвори. Кінці секцій обмотки приєднуються до пластин колектора. Лобові частини обмотки якоря опираються на обмоткотримачі. Обмотка в пазах якоря кріпиться за допомогою клинів або склобандаж. Обмотка якоря складається з окремих секцій та ізолюється від осердя якоря. Секції виконуються з провідників із мідного проводу прямокутного або круглого перерізу.

Колектор 5 (див. рис. 6.5) являє собою кільцевий набір мідних клиноподібних пластин 1, розділених ізоляційними прокладками 2 з міканіту (рис. 6.7). Робоча поверхня колектора 3 призначена для забезпечення

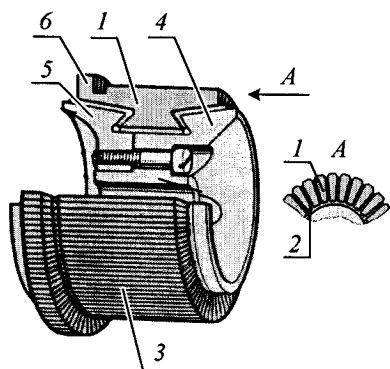


Рисунок 6.7 – Колектор на сталій втулці

постійного контакту з електричними щітками, які притиснуті до неї. Корпус колектора 4 та натискний конус 5 створюють «ластівчин хвіст», який дозволяє скріпити кільцевий набір колекторних пластин 1 з прокладками 2. Півники 6 служать для з'єднання кінців секцій обмотки якоря з колекторними пластинами, при цьому кінці секцій розміщуються у шлицях півників.

Колектори машин постійного струму малої та частково середньої потужності виконуються запресовкою мідних пластин у пластмасу.

В цьому випадку пластмаса є скріплюючим та ізолюючим матеріалом. Така конструкція колектора є простою у виготовленні і дедалі ширше використовується.

Щітковий пристрій (рис. 6.8) електрично з'єднує обмотку якоря з зовнішнім електричним колом. Він складається із щіткової траверси, щіткових пальців і щіткотримачів зі щітками. Щіткова траверса 1 кріпиться до підшипникового щита і має приливи, в яких закріплюються щіткові пальці (бракети) 2 круглого або прямокутного перерізу, ізолювані від заземленого підшипникового щита. Кількість пальців дорівнює кількості головних полюсів. Щітковий палець служить для кріплення щіткотримачів 3 (найчастіше декількох). В обоїмі щіткотримача кріпиться щітка 4. У сучасних машинах постійного струму використовуються електрографітовані або металграфітні щітки. Щітки мають різні розміри залежно від величини струму обмотки якоря і перекривають по колу колектора від двох до п'яти колекторних пластин. Всі щіткотримачі однієї полярності з'єднуються між собою гнучкими кабелями, які приєднуються до зовнішніх затискачів машини.

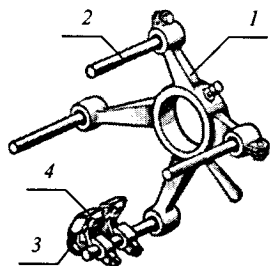


Рисунок 6.8 – Щітковий пристрій машини постійного струму

6.5. Обмотки якоря машин постійного струму

6.5.1. Конструкція обмотки якоря

Обмотка якоря – це замкнута система провідників, яка певним чином покладена до пазів якоря та приєднана до колектора.

Елементом обмотки якоря є секція. Секція складається з одного або декількох витків, має пазові і лобові частини (див. рис. 3.3) та своїм початком та кінцем приєднується до двох різних колекторних пластин K (рис. 6.9). Пазові частини в машинах постійного струму називаються активними сторонами секції. Ширина секції приймається такою, що дорівнює або приблизно дорівнює полюсному кроку τ_p . У машинах постійного струму полюсний крок τ_p (перша формула) розраховується через діаметр якоря d_a ,

$$\tau_p = \frac{\pi d_a}{2p}. \quad (6.3)$$

При такій ширині секції забезпечується максимальне використання магнітного потоку, а, отже, максимальна ЕРС секції.

Обмотка якоря завжди виконується двошаровою. При цьому одна активна сторона секції розташовується в нижньому шарі, а друга – у верхньому.

6.5.2. Параметри обмотки якоря

Параметри обмотки якоря:

- 1) кількість секцій обмотки якоря S ;
- 2) кількість витків секції N_s ;
- 3) кількість реальних пазів якоря Q_{re} ;
- 4) кількість секцій по ширині паза в одному шарі u , становить від 1 до 5;
- 5) кількість елементарних пазів якоря,

$$Q = u \cdot Q_{re}. \quad (6.4)$$

Елементарним є паз, у якому по ширині в одному шарі знаходиться одна активна сто-

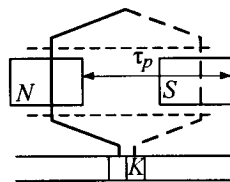


Рисунок 6.9 – Секція обмотки якоря машин постійного струму

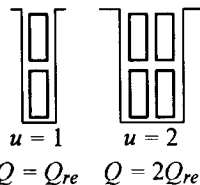


Рисунок 6.10 – Секція обмотки якоря машин постійного струму

рона однієї секції (рис. 6.10);

6) кількість ефективних провідників обмотки якоря

$$z = 2u \cdot N_s \cdot Q_{re}; \quad (6.5)$$

7) кількість колекторних пластин K . До кожної колекторної пластини приєднується початок однієї секції та кінець іншої. Тому

$$K = S = Q; \quad (6.6)$$

8) кількість полюсів $2p$;

9) кількість паралельних віток $2a$;

10) тип обмотки: проста петльова, складна петльова, проста хвильова, складна хвильова, комбінована.

6.5.3. Проста петльова обмотка

При простій петльовій обмотці початок та кінець кожної секції приєднується до двох поруч лежачих колекторних пластин. Початок наступної секції в обмотці приєднується до колекторної пластини, до якої

приєднаний кінець попередньої секції. За один обхід якоря укладаються всі секції та використовуються всі колекторні пластини. Лобові частини секції мають бути симетричні. Тоді приєднання секцій до колектора відповідає осі секції (рис. 6.11).

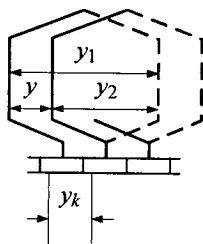


Рисунок 6.11 –
Фрагмент простої
петльової обмотки
якоря машини
постійного струму

Важливими параметрами обмотки є її кроки, які визначаються однаково для всіх типів обмоток якоря машин постійного струму.

Перший частковий крок y_1 – це відстань між правою та лівою активними сторонами однієї секції по колу якоря, виражена кількістю елементарних пазів,

$$y_1 = \frac{Q}{2p} \mp \varepsilon, \quad (6.7)$$

де ε – правильний дріб, який робить y_1 цілим числом.

Знак «-» переважніше, тому що при цьому скорочується довжина лобової частини.

Якщо кількість пазів Q ділиться на $2p$ націло, то вважається, що

обмотка має діаметральний перший частковий крок.

Другий частковий крок y_2 – це відстань між правою та лівою активними сторонами сусідніх секцій, які йдуть одна за одною по схемі обмотки, виражена кількістю елементарних пазів.

Результуючий крок y – це відстань по колу якоря між активними сторонами одного шару двох секцій, що йдуть одна за одною по схемі обмотки, виражена кількістю елементарних пазів,

$$y = y_1 - y_2. \quad (6.8)$$

Для простої петльової обмотки

$$y = \pm 1. \quad (6.9)$$

Крок по колектору y_k – це відстань між колекторними пластинами, до яких приєднано початок і кінець секції. Крок по колектору виражається кількістю колекторних пластин.

Для здійснення всіх типів обмоток якоря завжди необхідно виконати умову однаковості результуючого кроку та кроку по колектору:

$$y = y_k. \quad (6.10)$$

За визначенням простої петльової обмотки крок по колектору

$$y_k = \pm 1. \quad (6.11)$$

Для простої петльової обмотки результуючий крок і крок по колектору

$$y = y_k = \pm 1. \quad (6.12)$$

Наприклад, для простої петльової обмотки при кількості пазів $Q=12$, кількості секцій по ширині паза $u=1$, кількості витків секції $N_s=1$ при кількості полюсів $2p=4$ кількість колекторних пластин і секцій за (6.6) $K=S=Q=12$. Перший частковий крок за (6.7)

$$y_1 = \frac{Q}{2p} \mp \epsilon = \frac{12}{4} - 0 = 3. \quad (6.13)$$

Другий частковий крок за (6.8) та з урахуванням (6.9)

$$y_2 = y_1 - y = 3 - 1 = 2. \quad (6.14)$$

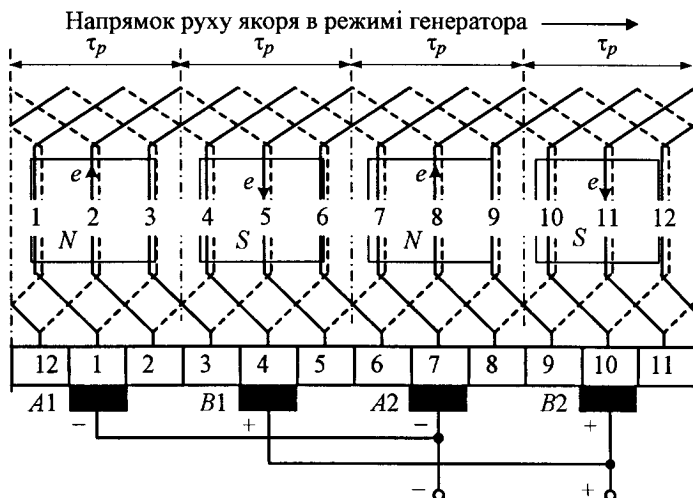


Рисунок 6.12 – Схема-розгортка простої петльової обмотки якоря на 12 пазів чотирьохполюсної машини постійного струму

На схемі-розгортці (рис. 6.12) головні полюси знаходяться над обмоткою, а обмотка переміщується відносно нерухомих полюсів зліва направо.

Порядок побудови схеми-розгортки обмотки якоря машини постійного струму

1. Зображаються елементарні пази, в кожному пазу два провідники: верхній зображається суцільною лінією, нижній – пунктирною. Пази нумеруються.

2. Креслиться смуга, яка зображує колектор, та розбивається на колекторні пластини. Розбивка смуги на колекторні пластини відповідає серединам міжпазових проміжків.

3. Проводиться розбивка пазів із провідниками на полюсні кроки τ_p . Кількість полюсних кроків дорівнює кількості полюсів $2p$. На кожному полюсному кроці зображуються прямокутники шириною $(0,6-0,7)\tau_p$, що позначають головні полюси. Задається полярність полюсів.

4. Провідники нижнього та верхнього шарів з'єднуються відповідно до розрахованих кроків обмотки. Починають із верхнього шару першого паза. Там знаходиться ліва сторона першої секції. Права активна сторона першої секції відповідно з кроком y_1 розташована у нижньому шарі чет-

вертого паза ($1 + \gamma_1 = 1 + 3 = 4$). Друга секція складається з провідників верхнього шару другого пазу та провідників нижнього шару п'ятого пазу. Аналогічно виконується решта секцій.

5. Початок та кінець першої секції приєднуються до колекторних пластин, які відповідають осі цієї секції. Це визначає нумерацію колекторних пластин. Номер секції збігається з номером паза, в якому лежить верхня активна сторона секції, та з номером колекторної пластини, до якої приєднується ця активна сторона. Осі першої секції відповідають перша та друга колекторні пластини. Друга секція приєднується до другої та третьої колекторних пластин. Аналогічно виконується приєднання секцій до решти колекторних пластин.

6. Розташовуються щітки на колекторі. Кількість щіток дорівнює кількості полюсів $2p$. Відстань між осями щіток дорівнює $K/2p$. Вважається, що ширина щітки дорівнює кроку по колектору, $b_b = \tau_k$. Щітки розташовуються на колекторі, виходячи з отримання максимальної ЕРС обмотки якоря.

Напрямок ЕРС у провідниках машини постійного струму визначається за правилом правої руки (рис. 6.13). Для створення еквівалентної електричної схеми обмотки якоря ЕРС провідники в пазах замінюються елементарними пазовими ЕРС (рис. 6.14).

Точки приєднання щіток до обмотки розбивають кільцеву схему на дві паралельні вітки. Якщо приєднання виконано по вертикальній осі до точок A і B , то до лівої та правої паралельних віток входить однакова

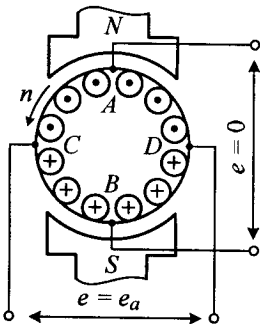


Рисунок 6.13 – Напрямок ЕРС у провідниках обмотки якоря в двополусній машині постійного струму

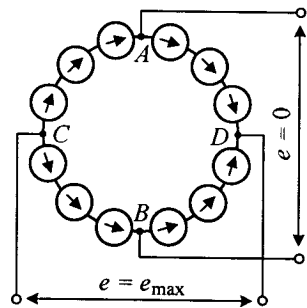


Рисунок 6.14 – Кільцева схема ЕРС обмотки якоря в двополусній машині постійного струму

кількість зустрічно спрямованих пазових ЕРС. Отже, результуюча ЕРС дорівнює нулю. До вертикальної осі підключатися не можна.

Якщо приєднання до кільцевої схеми виконано до точок C і D , то до складу кожної паралельної вітки входять пазові ЕРС одного напрямку. ЕРС, що знімається з горизонтальної осі, є максимально можливою. Ця лінія називається лінією геометричної нейтралі. Лінія геометричної нейтралі проходить посередині між двома сусідніми головними полюсами. На цій лінії магнітна індукція B_δ дорівнює нулю (див. рис. 6.2), а ЕРС e змінює свій знак (див. рис. 6.3).

Якщо ширина секції обмотки якоря дорівнює полюсному кроку τ_p , то місце приєднання секцій до колекторних пластин зсунуто відносно активних сторін секцій на $\tau_p/2$. Ці колекторні пластини знаходяться на осі головних полюсів. Щітки, які забезпечують контакт з цими секціями, розташовуються на осі головних полюсів (секції 1-1' та 2-2') (рис. 6.15).

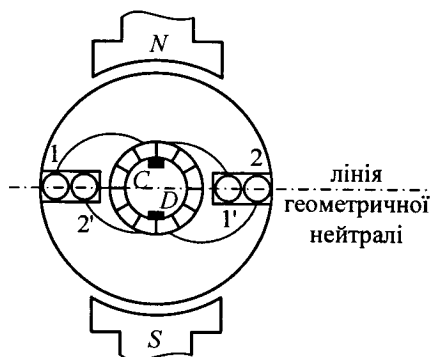


Рисунок 6.15 – Розташування щіток на колекторі в двополісній машині постійного струму

«-» та називається негативною. Крізь щітку $B1$ струм виходить з обмотки, отже, вона має знак «+» та називається позитивною. Для щіток $A2$ та $B2$ знаки визначаються аналогічно. Однополярні щітки з'єднуються між собою та виводяться на затискачі обмотки якоря зі знаками «+» та «-».

На підставі схеми-розгортки (див. рис. 6.12) складається схема миттєвого складу обмотки якоря (рис. 6.16). Вона показує, по яких секціях протікає струм в конкретний момент часу. Для цього виконується обхід обмотки, починаючи з першої секції, виділяючи секції, що короткозамк-

(рис. 6.15).

На схемі-розгортці щітки також розташовуються на осях головних полюсів (див. рис. 6.12).

Полярність щіток визначається напрямком струму в провідниках обмотки якоря. В режимі генератора напрямки ЕРС та струму збігаються. Напрямок ЕРС визначається за правилом правої руки. Крізь щітку $A1$ струм надходить до обмотки, отже, вона має знак

нені щітками. Секції 1, 4, 7, 10 замикаються накоротко щітками, вони називаються комутуючими. Їхні активні сторони лежать на лінії геометричної нейтралі, де магнітна індукція дорівнює нулю, тобто ці секції не беруть участі в наведенні ЕРС. Усі інші секції є активними, тобто в них наводиться ЕРС.

При обертанні якоря схема миттєвого складу постійно змінюється, активні секції стають комутуючими, і навпаки, відбувається постійне переключення секцій. Цей процес отримав назву «комутація машин постійного струму».

Щітки розбивають обмотку на чотири паралельних вітки (рис. 6.17). Кількість паралельних віток дорівнює кількості щіток, яка, в свою чергу, дорівнює кількості головних полюсів,

$$2a = 2p. \quad (6.15)$$

Це загальний висновок для всіх простих петльових обмоток.

ЕРС на затискачах машини дорівнює ЕРС однієї паралельної вітки,

$$E = e_a. \quad (6.16)$$

Струм на виході з машини дорівнює сумі струмів паралельних віток,

$$I_a = \sum i_a \text{ або } I_a = 2a \cdot i_a. \quad (6.17)$$

Це загальний висновок для всіх обмоток якоря машин постійного струму.

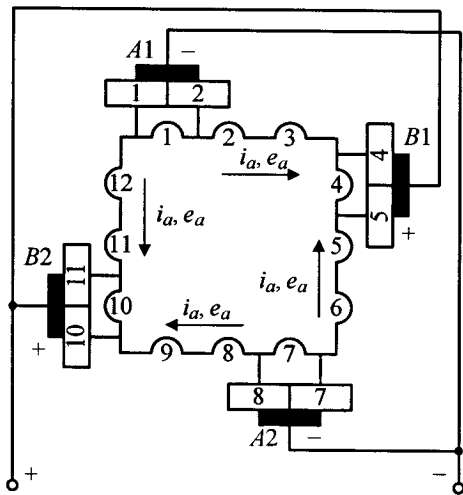


Рисунок 6.16 – Схема миттєвого складу обмотки якоря чотириполюсної машини постійного струму

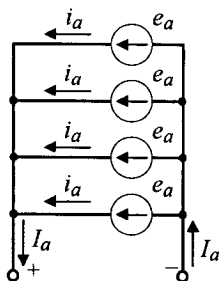


Рисунок 6.17 – Спрощена електрична схема обмотки якоря чотириполюсної машини постійного струму

6.5.4. Складна петльова обмотка

З (6.17) та (6.15) струм паралельної вітки

$$i_a = \frac{I_a}{2a} = \frac{I_a}{2p}. \quad (6.18)$$

За умовами комутації струм i_a не повинен перевищувати 300–400 А. Тому в машинах постійного струму зі зростанням номінальної потужності P_N за рахунок зростання струму обмотки якоря I_a збільшується кількість полюсів $2p$. Збільшення кількості полюсів $2p$ призводить до зростання габаритів та вартості машини. Для уникнення цих недоліків застосовується складна петльова обмотка.

Складна петльова обмотка складається з декількох простих, які називаються ходами обмотки. Найчастіше кількість ходів складної петльової обмотки $m = 2$ (двоходова обмотка). Кількість паралельних віток складної петльової обмотки, зважаючи на (6.15),

$$2a = 2pt. \quad (6.19)$$

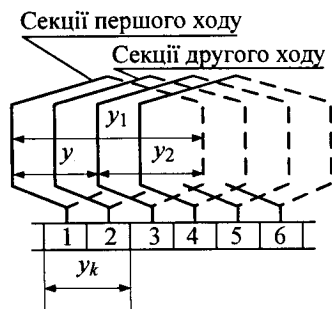


Рисунок 6.18 – Фрагмент складної петльової обмотки якоря машини постійного струму

При кількості ходів $m = 2$ кількість паралельних віток $2a = 4p$.

Секції першої простої петльової обмотки (першого ходу) (рис. 6.18) приєднуються до непарних колекторних пластин. Секції другої простої петльової обмотки (другого ходу) приєднуються до парних колекторних пластин.

Результуючий крок для складної петльової обмотки дорівнює кількості ходів,

$$y = m = 2. \quad (6.20)$$

Перший частковий крок y_1 визначається за (6.7).

Прості петльові обмотки у складі складної обмотки вмикаються паралельно одна з одною за допомогою щіток. Для цього ширина щітки обирається такою, щоб перекривала колекторні пластини всіх ходів:

$$b_b \geq m \cdot \tau_k. \quad (6.21)$$

6.5.5. Проста хвильова обмотка

При простій хвильовій обмотці з'єднуються послідовно секції, що розташовані під різними парами полюсів (рис. 6.19). Початок та кінець кожної секції приєднується до колекторних пластин, які зсунуті одна по відношенню до одної по колектору приблизно на подвійний полюсний крок $2\tau_p$ (y у цьому випадку величина τ_p виражається кількістю колекторних пластин).

За один обхід якоря вкладається стільки секцій, скільки пар полюсів у машині. Кінець останньої секції в обході приєднується до колекторної пластини, що лежить поряд із вихідною. За один обхід якоря виконується $p \cdot y_k$

кроків по колектору та проходиться $k - 1$ колекторна пластина. Якщо $py_k = k - 1$, то крок по колектору

$$y_k = \frac{k-1}{p}. \quad (6.22)$$

Зважаючи на (6.10), (6.4) та (6.6), результуючий крок

$$y = y_k = \frac{k-1}{p} = \frac{u \cdot Q_{re} - 1}{p}. \quad (6.23)$$

Перший частковий крок y_1 визначається за (6.7).

Для того щоб крок y_1 був цілим числом, на величини Q і p , p і u накладаються певні обмеження:

якщо число p парне, то число Q_{re} має бути непарним;

якщо число p парне, то число u має бути непарним.

Наприклад, при $2p = 4$, $p = 2$, Q_{re} - непарне, то $u = 3$ або 5 ; при $2p = 6$, $p = 3$, Q_{re} не повинно ділитися на 3 , то $u = 2$ або 4 .

Таким чином, для забезпечення умови « y_k – ціле число» Q_{re} і p , p і u мають бути взаємно простими.

При побудові електричної схеми обмотки якоря використовується

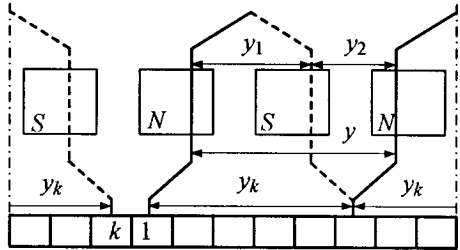


Рисунок 6.19 – Фрагмент простої хвильової обмотки якоря машини постійного струму

таблиця обмотки (рис. 6.20). Таблиця має три «рівні». На верхньому «рівні» позначаються номери секцій, на середньому – номери пазів, де розташовані активні сторони секцій, на нижньому – номери колекторних пластин, до яких приєднані секції. Номери пазів отримуються за допомогою кроку y_1 , номери колекторних пластин – кроку y_k . Номери першої та останньої колекторних пластин повинні збігатися, тобто отримується замкнута обмотка.

Для простої хвильової обмотки з кількістю полюсів $2p = 4$, кількістю пазів $Q = 13$, кількістю секцій по ширині паза $u = 1$, кількістю витків секції $N_s = 1$:

- кількість колекторних пластин та секцій (6.6)

$$K = S = Q = 13; \quad (6.24)$$

- перший частковий крок (6.7)

$$y_1 = \frac{Q}{2p} \mp \varepsilon = \frac{13}{4} - \frac{1}{4} = 3; \quad (6.25)$$

- результуючий крок та крок по колектору (6.23)

$$y = y_k = \frac{K-1}{p} = \frac{13-1}{2} = 6; \quad (6.26)$$

- другий частковий крок

$$y_2 = y_1 - y_k = 6 - 3 = 3. \quad (6.27)$$

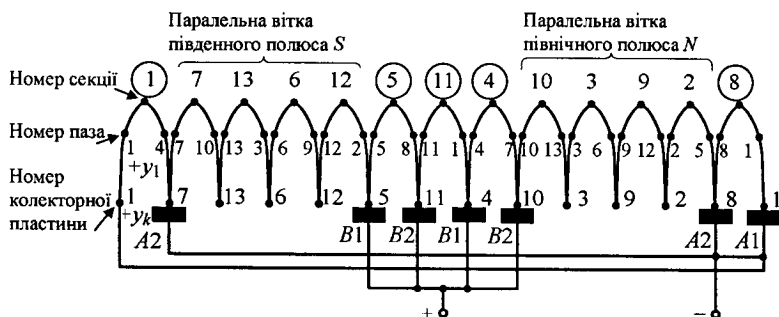


Рисунок 6.20 – Таблиця простої хвильової обмотки якоря на 13 пазів чотириполюсної машини постійного струму

На схемі-розгортці (рис. 6.21) перша секція в обході складається з верхнього провідника першого паза та нижнього провідника четвертого паза, що відповідає $y_1 = 3$. Приєднання першої секції до колекторних пластин має бути симетричним відносно осі секції. Для кроку $y_k = 6$ перша секція приєднується до першої та сьомої колекторних пластин. Друга секція в першому обході починається з сьомої колекторної пластини, розташовується в сьомому та десятому пазах і закінчується на тринадцятій колекторній пластині.

Другий обхід починається з тринадцятої колекторної пластини, складається з тринадцятої та шостої секцій та закінчується на дванадцятій колекторній пластині і т. д.

При малій кількості колекторних пластин лобові частини з боку колектора несиметричні, як на рис. 6.21. У дійсності крок y_k становить декілька десятків. За цих умов лобові частини практично симетричні.

Відстань між осями щіток $\frac{K}{2p} = \frac{13}{4} = 3\frac{1}{4}$. Перша щітка розташовується

цілком на першій колекторній пластині, друга щітка зсунута на $\frac{3}{4}$ колекторних пластини відносно першої і т.д. Полюси розташовуються



Рисунок 6.21 – Схема-розгортка простої хвильової обмотки якоря на 13 пазів чотириполосної машини постійного струму

посередині щіток.

Паралельні вітки хвильової обмотки визначаються за таблицею обмотки (див. рис. 6.20). Для цього виконується обхід усієї обмотки, починаючи з першої секції, та виділяються колами на таблиці номери комутуючих секцій. Потім на таблиці зображуються щітки на колекторних пластинах комутуючих секцій. Активні секції, що залишились, створюють дві паралельні вітки. Одна з них складається з секцій, верхні сторони яких розташовані під усіма північними полюсами N (10 – 3 – 9 – 2). Друга паралельна вітка складається з секцій, верхні сторони яких розташовані під усіма південними полюсами S (7 – 13 – 6 – 12).

Таким чином, у простій хвильовій обмотці при $2p = 4$ виявилось дві паралельних вітки, $2a = 2$. Цей висновок має загальний характер для всіх простих хвильових обмоток.

Терміни «паралельна вітка північного полюса» та «паралельна вітка південного полюса» означають, що провідники верхнього шару секцій паралельних віток знаходяться під північним та південним головними полюсами відповідно.

З таблиці та схеми простої хвильової обмотки (див. рис. 6.20 і 6.21) випливає, що однополярні щітки з'єднані між собою не тільки міжщітковим проводом, але й комутуючими секціями. Тому в простих хвильових обмотках можливе встановлення тільки двох різнополярних щіток, наприклад, $A1$ та $B1$. На практиці завжди ставлять повну кількість щіток, тобто $2p$. Виняток становлять деякі спеціальні машини, у яких встановлення повної кількості щіток неможливе за умовами розташування. Неповна кількість щіток призводить до погіршення комутації.

6.5.6. Складна хвильова обмотка

Складна хвильова обмотка є сукупністю простих хвильових обмоток, що вкладені до пазів та приєднані до одного колектора. Кількість простих хвильових обмоток, з яких складається складна хвильова обмотка, називається кількістю ходів m .

Перший обхід першого ходу (рис. 6.22) починається з першої колекторної пластини та закінчується на пластині, яка зсунута на m колекторних пластин відносно першої. Для двоходової обмотки, $m = 2$, обхід закінчується на $K - 1$ пластині. Перший обхід другого ходу починається з K -ї колекторної пластини, а закінчується на $K - 2$.

Прості хвильові обмотки вмикаються паралельно одна з одною за

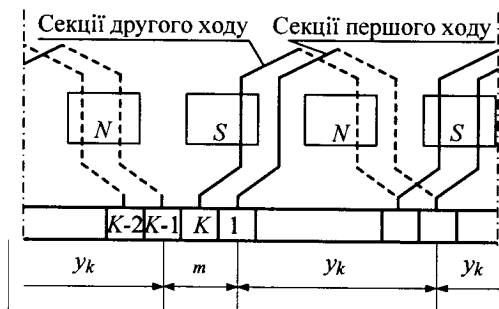


Рисунок 6.22 – Фрагмент складної хвильової обмотки якоря машини постійного струму

допомогою щіток. Для цього ширина щітки b_b обирається за (6.21).

Кількість паралельних віток складної хвильової обмотки

$$2a = 2m. \quad (6.28)$$

Самостійно складна хвильова обмотка застосовується зрідка, але набула широкого застосування у складі комбінованої обмотки.

6.5.7. Умови симетрії обмотки якоря

Симетрія обмотки якоря означає, що ЕРС усіх паралельних віток обмотки однакова та активний опір усіх паралельних віток однаковий. Якщо симетрія обмотки порушується, то виникають зрівняльні струми, що спричиняють додаткові втрати потужності, додатковий нагрів, і все разом призводить до погіршення комутації.

Умови симетрії обмоток якоря:

- кожна пара паралельних віток повинна складатися з однакової кількості секцій,

$$\frac{S}{a} = \text{ціле число}; \quad (6.29)$$

- займати однакову кількість пазів,

$$\frac{Q_{re}}{a} = \text{ціле число}; \quad (6.30)$$

- займати однакове положення відносно полюсів,

$$\frac{2p}{a} = \text{ціле число}. \quad (6.31)$$

Для складної петльової обмотки при підстановці (6.19) до (6.31), впливає, що $\frac{2}{m} = \text{ціле число}$, отже $m = 2$. Тобто тільки двоходова складна петльова обмотка може бути симетричною.

Для складної хвильової обмотки при підстановці (6.28) до (6.31), впливає, що $\frac{2p}{m} = \text{ціле число}$. Тобто максимально можливою кількістю ходів складної хвильової обмотки є кількість полюсів машини, $m = 2p$.

6.5.8. Зрівняльні з'єднання обмотки якоря

6.5.8.1. Зрівняльні з'єднання першого роду

У машинах постійного струму існує магнітна несиметрія, викликана або виробничими дефектами, або наслідками експлуатації. Найчастіше магнітна несиметрія проявляється в різній величині повітряного проміжку під різними полюсами (наприклад, внаслідок виробітку підшипників). Тому навіть якщо всі умови симетрії обмотки якоря виконані точно, можливо, що ЕРС окремих паралельних віток відрізняються за величиною.

Наприклад, для чотириполюсної ($2p = 4$) машини постійного струму з простою петльовою обмоткою (рис. 6.23) кількість паралельних віток $2a = 2p = 4$. Кожна паралельна вітка надається однією секцією. Якщо

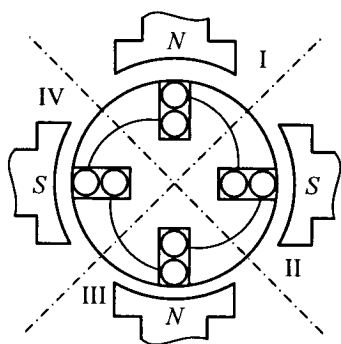


Рисунок 6.23 – Чотириполюсна машина постійного струму з магнітною несиметрією

повітряний проміжок під верхнім північним полюсом більший, ніж під нижнім, очевидно, що магнітний потік верхнього північного полюса менший за магнітний потік нижнього. ЕРС паралельних віток, чиї провідники знаходяться під верхнім північним полюсом, буде менша за ЕРС паралельних віток, чиї провідники знаходяться під нижнім північним полюсом. З урахуванням прийнятих позначень паралельних віток можна записати:

$$(e_I = e_{IV}) < (e_{II} = e_{III}). \quad (6.32)$$

Неоднаковість ЕРС паралельних віток призведе до неоднаковості

потенціалів однополярних щіток. Це викличе протікання зрівняльного струму.

Електрична схема обмотки (див. рис. 6.16) спрощується до електричної схеми (рис. 6.24). З урахуванням (6.32) потенціал щітки $A1$ φ_{A1} , який визначається ЕРС першої та четвертої віток, буде меншим за потенціал φ_{A2} , що визначається ЕРС другої та третьої віток, $|\varphi_{A1}| < |\varphi_{A2}|$. Різниця потенціалів викличе появу зрівняльного струму i_{eq} по обмотці якоря, по міжщітковому пропуску та крізь щіткові контакти щіток $A1$ і $A2$.

Як правило, різниця потенціалів становить одиниці вольт, але активний опір контуру замикання зрівняльного струму дуже малий. Тому зрівняльний струм може порівнюватися зі струмом паралельних віток. У паралельних вітках II та III струм i_{eq} накладається на основний струм паралельних віток i_a , тобто ці вітки будуть перевантаженими, з'являться додаткові втрати потужності та додатковий нагрів. Щітковий контакт щітки $A2$ також буде перевантаженим струмом i_{eq} , що може призвести до погіршення комутації.

Засобом боротьби з наслідками виникнення зрівняльного струму є встановлення зрівняльних з'єднань I роду. Зрівняльні з'єднання I роду по'єднують між собою точки обмотки якоря з теоретично рівним потенціалом.

Секції займають однакове положення відносно полюсів (рис. 6.25). Точки a (b) і a' (b') мають теоретично однаковий потенціал та можуть електрично з'єднуватися між собою провідником, який є зрівняльним з'єднанням.

При урахуванні неминучої магнітної несиметрії потенціали точок a (a') і b (b') не дорівнюють один одному. Між ними протікатиме зрівняльний струм, який замикатиметься від точки b (b') до точки a (a') та навпаки, крізь обмотку якоря, оминаючи щітковий контакт.

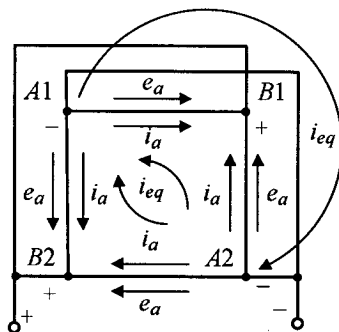


Рисунок 6.24 – Спрощена електрична схема простої петльової обмотки якоря чотирьохполюсної машини постійного струму за наявності зрівняльного струму

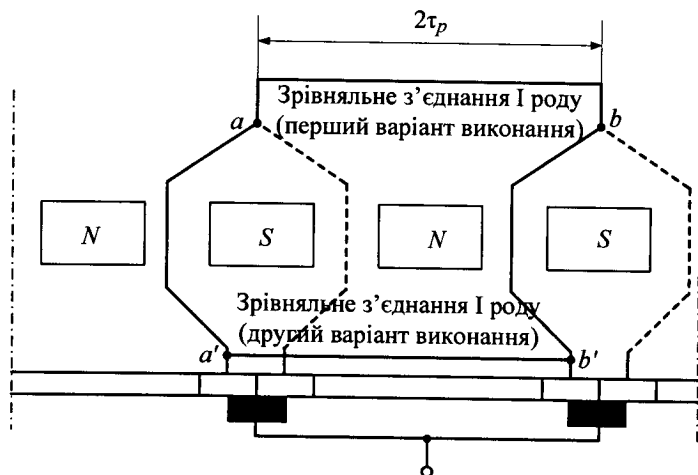


Рисунок 6.25 – Зрівняльні з'єднання I роду (варіанти виконання)

Для того щоб точки a (a') і b (b') мали теоретично рівний потенціал, вони повинні бути зсунуті одна відносно одної по колу якоря на подвійний полюсний крок $2\tau_p$. Отже, крок зрівняльних з'єднань

$$y_{eq} = \frac{K}{p} = 2\tau_p, \quad (6.33)$$

де полюсний крок τ_p вимірюється кількістю колекторних пластин.

У випадку чотириполусної машини ($2p = 4$) кожній секції під першою парою полюсів відповідає аналогічна за положенням секція під другою парою полюсів. При кількості колекторних пластин, секцій і пазів $K = S = Q = 24$, крок зрівняльних з'єднань $y_{eq} = \frac{K}{p} = \frac{24}{2} = 12$. Кількість

зрівняльних з'єднань $N_{eq} = \frac{K}{p} = \frac{24}{2} = 12$, тобто всі секції з'єднані попарно.

При кількості полюсів $2p = 6$ та кількості колекторних пластин, секцій і пазів $K = S = Q = 24$, крок зрівняльних з'єднань $y_{eq} = \frac{K}{p} = \frac{24}{3} = 8$. Кількість

зрівняльних з'єднань $N_{eq} = \frac{K}{p} = \frac{24}{3} = 8$, тобто всі секції з'єднані по три.

Напрямок зрівняльного струму відносно точок a та b змінюється на

протилежний при обертанні якоря (рис. 6.26), тобто зрівняльний струм є змінним. За правилом Ленца він діє проти причини, яка його викликала, а саме, проти різниці магнітного потоку верхнього та нижнього полюсів.

Зрівняльний струм, протікаючи по обмотці якоря, створює свій магнітний потік, що посилює магнітний потік полюса, у якого

магнітний потік був меншим, та послаблює магнітний потік полюса, у якого магнітний потік був більшим. Протікання зрівняльного струму призводить до згладжування впливу магнітної несиметрії.

Конструктивно зрівняльні з'єднання можуть виконуватися з боку лобових частин, протилежних колектору, або з боку колектора (див. рис. 6.24, перший та другий варіанти виконання).

Достатньо виконати одне зрівняльне з'єднання на паз. Площа поперечного перерізу проводу зрівняльного з'єднання становить приблизно 30 % площі поперечного перерізу провідника обмотки якоря.

Проста хвильова обмотка не потребує зрівняльних з'єднань I роду, тому що вона має дві паралельні вітки, $2a = 2$, секції кожної паралельної вітки рівномірно розподілені уздовж кола якоря, немінуча магнітна несиметрія рівною мірою впливає на обидві паралельні вітки обмотки якоря. Відсутність зрівняльних з'єднань I роду є важливою перевагою простої хвильової обмотки.

6.5.8.2. Зрівняльні з'єднання другого роду

Складна петльова обмотка

Нестабільність щіткового контакту при роботі машини призводить до перерозподілу струму між ходами складної петльової обмотки (один недовантажений, інший перевантажений). Крім того, розподіл напруги між колекторними пластинами буде нерівномірним. Для усунення цих негативних явищ використовують зрівняльні з'єднання II роду.

Наприклад, для складної двоходової петльової обмотки (рис. 6.27) ЕРС ділянки abc теоретично дорівнює ЕРС ділянки cde . Тобто ЕРС секції поділяється порівну. Отже, напруга між колекторними пластинами 1–2 та 2–3 має бути однаковою. Точка c і пластина 2 мають теоретично одна-

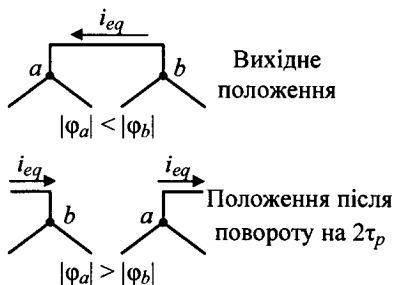


Рисунок 6.26 – Напрямок зрівняльного струму

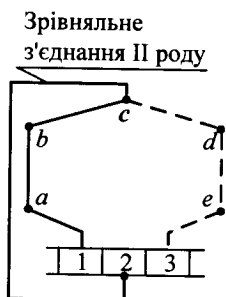


Рисунок 6.27 –
Зрівняльне з'єднання
другого роду складної
петльової обмотки
якоря машини
постійного струму

з'єднання II роду протягують крізь аксіальні канали у пакеті якоря уздовж вала.

Кожна проста петльова обмотка у складі складної потребує зрівняльних з'єднань I роду. Отже, складна петльова обмотка потребує зрівняльних з'єднань I та II роду. Це є недоліком складних петльових обмоток.

Складна хвильова обмотка

За аналогією зі складною петльовою обмоткою зрівняльні з'єднання II роду виконують таку саму функцію. Але конструктивно вони виконуються як зрівняльні з'єднання для простої петльової обмотки та з'єднують між собою точки теоретично рівного потенціалу, які належать різним ходам складної хвильової обмотки. Ці точки зсунуті на подвійний полюсний крок $2\tau_p$. Тобто крок зрівняльних з'єднань II роду складної хвильової обмотки такий самий, як крок зрівняльних з'єднань I роду (6.33).

6.5.9. Комбінована обмотка якоря

Комбінована обмотка якоря складається з простої петльової та складної хвильової обмоток, які вкладаються до пазів якоря та приєднуються до одного колектора (рис. 6.28). До кожної з колекторних пластин приєднуються секції простої петльової та складної хвильової обмоток.

ЕРС, струми та кількість паралельних віток цих обмоток повинні бути однакові.

ковий потенціал та можуть з'єднуватися зрівняльним з'єднанням II роду. Але точка *c* належить до першого ходу складної петльової обмотки, а колекторна пластина 2 – до другого ходу. Зрівняльне з'єднання II роду має електрично з'єднувати ходи складної петльової обмотки, чим забезпечити вирівнювання розподілу струму між ходами складної обмотки та вирівняти розподіл напруги між колекторними пластинами.

Технологічна складність виконання електричного з'єднання полягає в тому, що точки теоретично рівного потенціалу знаходяться по різні боки якоря. Тому зрівняльні

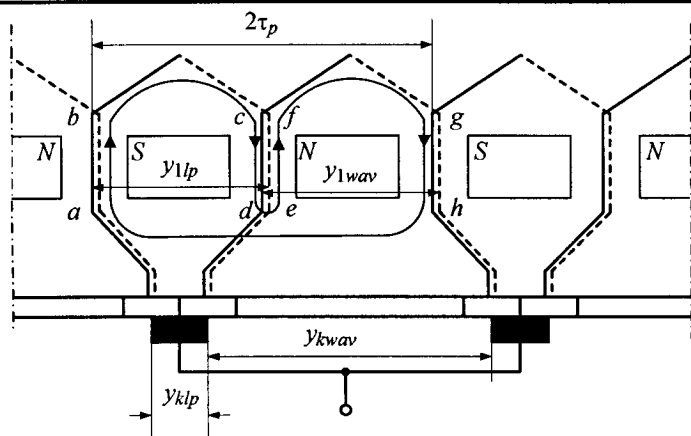


Рисунок 6.28 – Фрагмент комбінованої обмотки якоря машини постійного струму

Кількість паралельних віток простої петльової обмотки (loop winding), що входить до складу комбінованої, $2a_{lp}$ визначається за (6.19), кількість паралельних віток складної хвильової обмотки (wave winding) $2a_{wav}$ – за (6.28).

Виходячи з умови однаковості кількості паралельних віток,

$$2a_{lp} = 2a_{wav}; \quad (6.34)$$

$$2p = 2m_{wav}; \quad (6.35)$$

$$p = m_{wav}. \quad (6.36)$$

Кількість паралельних віток комбінованої обмотки

$$2a = 2a_{lp} + 2a_{wav} = 2p + 2m_{wav} = 2p + 2p = 4p. \quad (6.37)$$

Контур $abcdefgh$ є контуром, який замкнено накоротко щітками (див. рис. 6.28). Для запобігання протікання зрівняльного струму необхідно, щоби сума ЕРС у цьому контурі дорівнювала нулю.

Провідники cd та ef знаходяться в одному пазу, в них наводиться однакова ЕРС. При обході контуру за стрілкою годинника ЕРС в цих провідниках спрямовані зустрічно. Значить, ці ЕРС взаємно компенсуються. Для того, щоби сумарна ЕРС контуру дорівнювала нулю необхідно, щоби ЕРС провідників ab і gh дорівнювали одна одній.

Це можливо, якщо провідники ab і gh зсунуті на подвійний полюс-

ний крок $2\tau_p$:

$$y_{lp} + y_{lwav} = \frac{K}{p} = 2\tau_p, \quad (6.38)$$

де полюсний крок τ_p вимірюється кількістю колекторних пластин.

При цьому якщо $y_{lp} = \frac{Q}{2p} \mp \varepsilon$, то $y_{lwav} = \frac{K}{p} - y_{lp}$.

Якщо секції петльової обмотки виконуються зі скороченням, то секції хвильової обмотки – з подовженням, та навпаки.

Сума кроків по колектору простої петльової та складної хвильової обмоток, що входять до складу комбінованої, також має дорівнювати подвійному полюсному кроку $2\tau_p$

$$y_{klp} + y_{kwav} = \frac{K}{p} = 2\tau_p, \quad (6.39)$$

де полюсний крок τ_p вимірюється кількістю колекторних пластин.

При цьому якщо $y_{klp} = 1$, то $y_{kwav} = \frac{K - m_{wav}}{p}$.

Комбінована обмотка не потребує вирівнювачів I та II роду, тому що контур *abcdefgh* з'єднає між собою точки теоретично рівного потенціалу, зсунуті на подвійний полюсний крок $2\tau_p$. Через це проста петльова та складна хвильова обмотки мають повну кількість зрівняльних з'єднань. Це важлива перевага комбінованої обмотки.

Провідники в пазу при комбінованій обмотці розташовуються в 4 шари: всередині – проста петльова обмотка, ззовні – складна хвильова. При цьому збільшується об'єм ізоляції в пазу, погіршується заповнення паза міддю. До кожної колекторної пластини паяють 4 провідники. Це призводить до зростання трудомісткості виготовлення. Глибина паза збільшується, що спричиняє погіршення комутації. Конструктивно провідники об'єднуються загальною ізоляцією. Секції простої петльової обмотки виконуються суцільними, секції складної хвильової обмотки – розрізаними у лобових частинах. Після вкладання всієї обмотки секції хвильової обмотки паяють у лобових частинах за допомогою хомутиків. Надійність таких з'єднань знижується.

6.5.10. Межі застосування типів обмоток якоря

При потужності машини постійного струму до 3 кВт та кількості полюсів $2p = 2$ застосовується проста петльова обмотка, тому що при кількості полюсів $2p = 2$ вона не потребує зрівняльних з'єднань.

При потужності машини постійного струму до 500 кВт та кількості полюсів $2p = 4$ або $2p = 6$ застосовується проста хвильова обмотка, тому що вона не потребує зрівняльних з'єднань.

При потужності машини постійного струму від 500 кВт і вище та при струмах обмотки якоря більших за 1600 А застосовуються складні петльові або комбіновані обмотки.

6.6. ЕРС обмотки якоря машини постійного струму

У створенні ЕРС беруть участь не всі провідники обмотки якоря, а тільки ті, що лежать у межах полюсної дуги. Тоді кількість провідників, які створюють ЕРС, у складі однієї паралельної вітки

$$z_a = \frac{z}{2a} \cdot \alpha, \quad (6.40)$$

де α – коефіцієнт магнітного перекриття (3.137).

ЕРС обмотки якоря з урахуванням (6.16) та (6.1)

$$E = e_a = e_c \cdot z_a = B_\delta \cdot l_\delta \cdot v_a \cdot \frac{z}{2a} \cdot \alpha. \quad (6.41)$$

Довжина кола якоря виражається за допомогою діаметра якоря d_a або полюсного кроку τ_p , вираженого в лінійній мірі довжини:

$$\pi d_a = 2p \cdot \tau_p. \quad (6.42)$$

Лінійна швидкість якоря з урахуванням (3.28) та (6.42)

$$v_a = \frac{\pi d_a \cdot n}{60} = \frac{2p \cdot \tau_p \cdot n}{60}. \quad (6.43)$$

ЕРС обмотки якоря з підстановкою (3.140), (6.43) до (6.41)

$$E = \frac{\Phi_\delta}{l_\delta \cdot \alpha \cdot \tau_p} \cdot l_\delta \cdot \frac{2p \cdot \tau_p \cdot n}{60} \cdot \frac{z}{2a} \cdot \alpha = \frac{p}{60} \cdot \frac{z}{a} \cdot \Phi_\delta \cdot n. \quad (6.44)$$

Остаточню ЕРС обмотки якоря машини постійного струму

$$E = C_E \cdot \Phi_\delta \cdot n, \quad (6.45)$$

де C_E – постійна ЕРС,

$$C_E = \frac{p}{60} \cdot \frac{z}{a}.$$

ЕРС обмотки якоря машини постійного струму може виражатися через кутову швидкість Ω . Підставляючи $\Omega = \frac{2\pi n}{60}$ до (6.45), отримується

$$E = C_M \cdot \Phi_\delta \cdot \Omega, \quad (6.46)$$

де C_M – постійна моменту,

$$C_M = \frac{p}{2\pi} \cdot \frac{z}{a}.$$

ЕРС у машині постійного струму наводиться у режимах двигуна та генератора. Але функція ЕРС у цих режимах різна. В режимі генератора ЕРС є причиною виникнення напруги на затискачах генератора і струму в колі обмотки якоря та навантаження. В режимі двигуна ЕРС спрямована зустрічно по відношенню до струму обмотки якоря та обмежує його величину.

6.7. Електромагнітний момент машини постійного струму

Провідники зі струмом обмотки якоря I_a знаходяться в магнітному полі головних полюсів. На них діє електромагнітна сила F_{em} . Сукупність усіх електромагнітних сил, які діють на провідники обмотки якоря на плечі $\frac{d_a}{2}$, створюють електромагнітний момент M_{em} . У створенні моменту беруть участь не всі провідники обмотки якоря, а тільки ті, що розташовані у межах полюсних дуг усіх головних полюсів, тобто $\alpha \cdot z$ провідників. Тоді електромагнітний момент

$$M_{em} = \alpha \cdot z \cdot F_{em} \cdot \frac{d_a}{2}. \quad (6.47)$$

При підстановці (6.17) до (6.2) та перетворенні за (6.43), а також

при підстановці до (6.47) отримується:

$$M_{em} = \alpha \cdot z \cdot B_{\delta} \cdot l_{\delta} \cdot \frac{I_a}{2a} \cdot \frac{2p \cdot \tau_p}{2\pi} = \frac{p \cdot N}{2\pi \cdot a} B_{\delta} \cdot l_i \cdot \tau_p \cdot \alpha \cdot I_a. \quad (6.48)$$

Остаточню електромагнітний момент машини постійного струму

$$M_{em} = C_M \cdot \Phi_{\delta} \cdot I_a. \quad (6.49)$$

Магнітний потік з (6.45)

$$\Phi_{\delta} = \frac{E}{C_E \cdot n} = \frac{E \cdot 60 \cdot a}{p \cdot z \cdot n}. \quad (6.50)$$

При підстановці (6.50) до (6.49) отримується формула моменту, що показує зв'язок між електромагнітною потужністю P_{em} та кутовою частотою обертання Ω :

$$M_{em} = \frac{p}{2\pi} \cdot \frac{z}{a} \cdot \frac{E \cdot 60 \cdot a}{p \cdot z \cdot n} \cdot I_a = \frac{60}{2\pi} \cdot \frac{E \cdot I_a}{n} = 9,55 \cdot \frac{E \cdot I_a}{n} = \frac{P_{em}}{\Omega}. \quad (6.51)$$

Електромагнітний момент виникає при роботі машини постійного струму в режимі двигуна та генератора. В режимі двигуна електромагнітний момент є обертальним, у режимі генератора – гальмівним.

6.8. Реакція якоря машини постійного струму

6.8.1. Визначення реакції якоря машини постійного струму

У режимі неробочого ходу в машині постійного струму діє одна МРС – МРС збудження F_E , яка створює магнітне поле головних полюсів. При навантаженні по обмотці якоря протікає струм, виникає МРС обмотки якоря F_a . Вплив МРС обмотки якоря на магнітне поле головних полюсів є реакцією якоря машини постійного струму. Реакція якоря негативно впливає на робочі властивості машини постійного струму. А саме, в режимі генератора знижується напруга на затискачах, в режимі двигуна – зменшується електромагнітний момент.

При дослідженні реакції якоря застосовується метод накладення, тобто окремо розглядаються магнітне поле головних полюсів, магнітне поле, створене обмоткою якоря, а результуюче магнітне поле отримується при накладанні обох окремих магнітних полів.

6.8.2. Магнітне поле обмотки головних полюсів (магнітне поле збудження)

В режимі неробочого ходу струм обмотки якоря дорівнює нулю, струм обмотки головних полюсів створює магнітне поле збудження (рис. 6.29). Напрямок ліній магнітного поля збудження визначається за правилом свердлика залежно від напрямку струму обмотки збудження. Магнітне поле збудження симетрично відносно лінії геометричної нейтралі ГН, яка збігається з поперечною віссю магнітного поля q та симетрична відносно осі головних полюсів, поздовжньої осі d .

Розподіл магнітної індукції $B_E(x)$ у межах полюсного кроку τ_p має вигляд криволінійної трапеції, розподіл МРС обмотки збудження $F_E(x)$ – прямокутника.

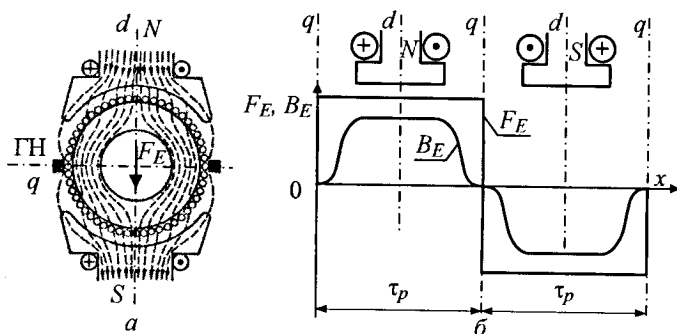


Рисунок 6.29 – Розподіл магнітного поля збудження в двополюсній машині постійного струму:

a – лінії магнітного поля у поперечному перерізі;

b – МРС обмотки збудження та магнітної індукції уздовж кола якоря

6.8.3. Магнітне поле обмотки якоря

Магнітне поле обмотки якоря розглядається при нерухомому якорі зі струмом в обмотці якоря та відсутності струму в обмотці головних полюсів.

Струм до обмотки якоря підводиться за допомогою умовних щіток, що розташовані на лінії геометричної нейтралі, від стороннього джерела постійного струму. Умовні щітки безпосередньо контактують з провідниками обмотки якоря. Напрямок струму в провідниках обмотки якоря уздовж кола якоря такий самий, як і в робочому режимі машини (рис. 6.30): напрямок і величина струму обмотки якоря в межах одного

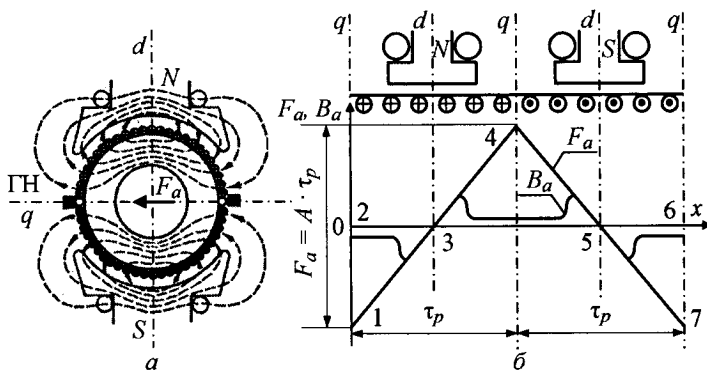


Рисунок 6.30 – Розподіл магнітного поля обмотки якоря в двополосній машині постійного струму:

a – лінії магнітного поля у поперечному перерізі;

b – МРС обмотки якоря та магнітної індукції уздовж кола якоря

полосного кроку незмінні. Напрямок ліній магнітного поля обмотки якоря визначається за правилом свердлика в залежності від напрямку струму обмотки якоря. Магнітне поле обмотки якоря має стільки ж полюсів, скільки головних полюсів у машині постійного струму, тобто кількість полюсів магнітного поля обмотки якоря дорівнює кількості полюсів магнітного поля збудження.

Розподіл МРС обмотки якоря $F_a(x)$ визначається так само, як і розподіл МРС обмотки статора машин змінного струму (див. п. 3.5.3). Дискретний розподіл провідників обмотки якоря уздовж кола якоря замінюється еквівалентним безперервним струмовим шаром. При такій заміні використовується поняття лінійного навантаження якоря A , що визначає кількість струму обмотки якоря, що приходить на одиницю довжини кола поверхні якоря:

$$A = \frac{z \cdot I_a}{\pi d_a} \quad (6.52)$$

При використанні поняття лінійного навантаження якоря ступеневий розподіл МРС обмотки якоря перетворюється на лінійний.

Уздовж розгортки кола якоря, починаючи з лівої умовної щітки, будується залежність $F_a(x)$. При зростанні координати x МРС F_a лінійно зростає від нуля до межі першого полюсного кроку, досягаючи зна-

чення при $x = \tau_p$

$$F_a(x) = A \cdot \tau_p. \quad (6.53)$$

У межах другого полюсного кроку напрямком струму в провідниках обмотки якоря, а отже, знак лінійного навантаження, змінюється на протилежний, порівняно з першим полюсним кроком. МРС F_a лінійно зменшується до межі другого полюсного кроку, досягаючи значення при $x = 2\tau_p$

$$F_a = 0. \quad (6.54)$$

Отримується трикутний розподіл МРС обмотки якоря уздовж кола якоря $F_a(x)$.

Магнітне поле обмотки якоря симетричне, тобто магнітні потоки головних полюсів однакові. Отже, МРС головних полюсів також однакові. Для визначення МРС обмотки якоря на один полюс проводиться горизонтальна лінія, яка поділяє площу, обмежену цією лінією та залежністю $F_a(x)$ так, щоб сума площ трикутників 123 і 567 дорівнювала площі трикутника 345 (див. рис. 6.30, б). Саме таке положення горизонтальної лінії (осі) показано на рис. 6.30, б.

Особливості розподілу МРС $F_a(x)$:

- на осях головних полюсів МРС F_a дорівнює нулю;
- на лінії геометричної нейтралі МРС F_a сягає максимального значення та дорівнює МРС обмотки якоря на один полюс,

$$F_{a \max} = \frac{A \cdot \tau_p}{2}. \quad (6.55)$$

Розподіл магнітної індукції магнітного поля обмотки якоря відрізняється від розподілу МРС F_a через наявність міжполюсних просторів, повітряний проміжок у яких різко зростає. Тому в міжполюсних просторах, незважаючи на максимальне значення МРС F_a , значення магнітної індукції B_a буде нижчим. У межах полюсної дуги повітряний проміжок не змінюється, та розподіл магнітної індукції $B_a(x)$ збігається з розподілом МРС $F_a(x)$. Розподіл магнітної індукції магнітного поля обмотки якоря уздовж кола якоря $B_a(x)$ має сідлоподібний характер (рис. 6.30, б).

6.8.4. Результуюче магнітне поле машини постійного струму

У машині постійного струму при роботі під навантаженням існують струми в обмотці головних полюсів та обмотці якоря, а отже, діють дві МРС: МРС збудження F_E та МРС обмотки якоря F_a . Магнітне поле обмотки якоря накладається на магнітне поле обмотки збудження, внаслідок чого утворюється результуюче магнітне поле (рис. 6.31).

Під дією магнітного поля обмотки якоря магнітне поле обмотки збудження суттєво спотворюється. Вісь симетрії магнітного поля повертається за напрямком обертання якоря. Нове положення осі симетрії називається фізичною нейтраллю (лінія 2-2' на рис. 6.30).

У режимі двигуна на набіжнім краю полюсного наконечника магнітне поле обмотки збудження та обмотки якоря діють узгоджено, тобто набіжний край полюсного наконечника намагнічується. На збіжнім краю полюсного наконечника ці магнітні поля діють зустрічно. Отже, збіжний край полюсного наконечника розмагнічується. В режимі генератора все відбувається навпаки.

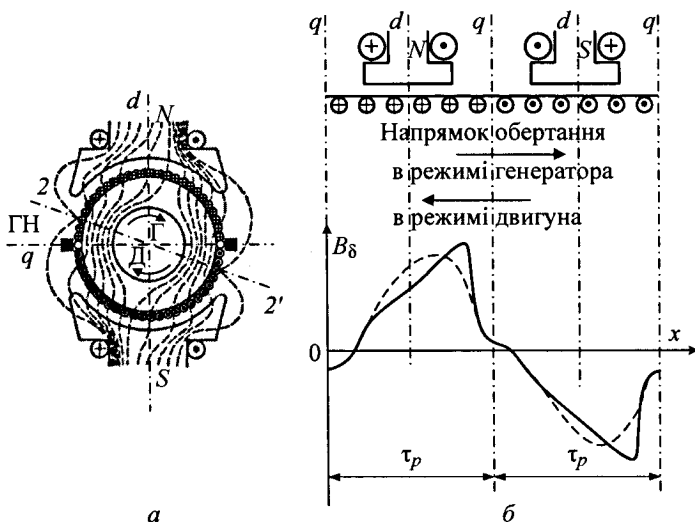


Рисунок 6.31 – Розподіл результуючого магнітного поля двополюсної машини постійного струму:

- a* – ліній магнітного поля у поперечному перерізі;
- б* – магнітної індукції уздовж кола якоря

Вплив магнітного поля якоря на магнітне поле головних полюсів залежатиме від магнітного стану машини постійного струму (насичена чи ненасичена магнітна система). Цей вплив розглядається на прикладі режиму генератора.

Машина постійного струму ненасичена

В цьому випадку розмагнічувальна дія магнітного поля на набіжнім краю полюсного наконечника компенсується намагнічу вальною дією магнітного поля на збіжнім краю полюсного наконечника. В цих умовах магнітний потік полюса залишається без змін. Але розподіл магнітної індукції магнітного поля головних полюсів істотно спотворюється.

Через накладення магнітного поля якоря на магнітне поле головних полюсів під збіжним краєм полюсного наконечника магнітна індукція істотно збільшується, у 2–2,5 раза. При потраплянні провідників секції в межі максимальної магнітної індукції ЕРС секції також зросте в 2–2,5 раза. В ту саму кількість разів збільшиться напруга між колекторними пластинами цієї секції.

У номінальному режимі напруга між сусідніми колекторними пластинами (міжламельна напруга) становить 16–20 В. Через дію реакції якоря міжламельна напруга може досягати 50 В. Поверхня колектора завжди забруднена продуктами зношування щітки (вугільний пил). Цей пил збирається в ізоляційному проміжку між сусідніми колекторними пластинами та створює напівпровідні містки. Через ці містки та за наявності підвищеної міжламельної напруги між сусідніми колекторними пластинами запалюються електричні мікродуги. Ці мікродуги можуть об'єднуватися та перекидатися на наступні колекторні пластини, та наприкінці можливо утворення єдиної дуги між щітками різної полярності – колового вогню по колектору – найтяжкої аварії машин постійного струму. Колектор при цьому не підлягає ремонту, обмотка якоря вигоряє, якір необхідно замінити.

Машина постійного струму насичена

Якщо машина постійного струму насичена, то переважає розмагнічувальна дія магнітного поля. Магнітний потік головного полюса при цьому зменшується з одночасним зменшенням максимального значення магнітної індукції. Розподіл магнітної індукції зображено пунктиром (див. рис. 6.31, б). Магнітна індукція B_{δ} під збіжним краєм полюсного наконечника буде меншою за суму магнітних індукцій магнітних полів

обмотки збудження та обмотки якоря через збільшення магнітного опору магнітної системи при насиченні. Під набіжним краєм полюсного наконечника магнітна індукція B_δ декілька зростає через перерозподілення магнітного потоку в перерізі полюса та полюсного наконечника в умовах неоднорідного магнітного стану уздовж полюсної дуги.

З урахуванням розмагнічувальної дії магнітного поля магнітний потік полюса надається виразом:

$$\Phi = \Phi_o - \Delta\Phi, \quad (6.56)$$

де Φ_o – магнітний потік у режимі неробочого ходу;

$\Delta\Phi$ – зменшення магнітного потоку під дією реакції якоря, визначається різницею площ, обмежених кривими $B_\delta(x)$ при ненасиченій та насиченій магнітній системі (див. рис. 6.30, б). Величина $\Delta\Phi$ залежить від величини навантаження машини постійного струму, тобто струму якоря, і магнітного стану магнітної системи, тобто струму збудження.

Дія реакції якоря посилюється, якщо щітки зсунуті з лінії геометричної нейтралі на деякий кут β . МРС F_a діє по лінії знакорозподілу струмів, що збігається з лінією розташування щіток. У цьому випадку МРС F_a розкладається на дві складові: поздовжню – F_{ad} та поперечну F_{aq} .

Поздовжня МРС реакції якоря F_{ad} діє по осі головних полюсів (осі d), $F_{ad} = F_a \sin \beta$; поперечна F_{aq} – по лінії геометричної нейтралі (осі q), $F_{aq} = F_a \cos \beta$.

Негативна дія реакції якоря при зсуві щіток з лінії геометричної нейтралі посилюється через погіршення комутації (виникнення або підсилення іскріння під щітками). Тому щітки завжди розташовують на лінії геометричної нейтралі. Виключенням є деякі мікродвигуни без додаткових полюсів.

6.8.5. Засоби боротьби з реакцією якоря машини постійного струму

Для повної компенсації дії реакції якоря або значного послаблення цієї дії застосовуються:

- компенсаційна обмотка;
- розбіжний повітряний проміжок під головним полюсом;
- легка послідовна обмотка збудження.

Компенсаційна обмотка

Компенсаційна обмотка є найсуттєвішим засобом боротьби з реакцією якоря. Провідники компенсаційної обмотки розташовуються в пазах полюсних наконечників головних полюсів (рис. 6.32).

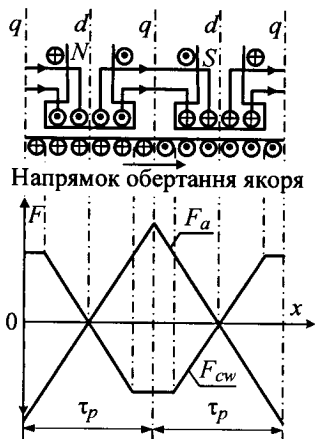


Рисунок 6.32 – Розподіл МРС компенсаційної обмотки та МРС обмотки якоря в двополосному генераторі постійного струму

Компенсаційна обмотка з'єднується послідовно з обмоткою якоря, але її МРС F_{cw} діє зустрічно по відношенню до МРС обмотки якоря F_a . Цим забезпечується автоматичність компенсації МРС F_a та F_{cw} при всіх режимах роботи машини.

Компенсаційна обмотка створює МРС F_{cw} , що змінюється у межах полюсних наконечників. У міжполюсних проміжках величина МРС F_{cw} незмінна.

Для повної компенсації МРС F_a та F_{cw} на краю полюсного наконечника має виконуватись умова

$$F_a(x) = F_{cw}(x) \text{ при } x = \frac{b_p}{2}. \quad (6.57)$$

Кількість провідників компенсаційної обмотки на один полюс

$$z_{cw} = \frac{A \cdot b_p}{I_a}. \quad (6.58)$$

За рахунок використання компенсаційної обмотки розподіл магнітної індукції головних полюсів при переході від режиму неробочого ходу до режиму номінального навантаження не змінюється.

Через компенсацію МРС обмотки якоря можливе істотне (приблизно в 2 рази) зниження повітряного проміжку під головними полюсами. Це дає зниження витрати міді на обмотку збудження та зменшення електричних втрат в обмотці збудження.

Розбіжний повітряний проміжок під головним полюсом

На осі головних полюсів МРС $F_a = 0$. У міру руху до краю полюса МРС F_a зростає. Отже, збільшується й магнітний потік обмотки якоря. Якщо збільшувати повітряний проміжок від центра до краю полюса, то на шляху цього магнітного потоку буде зростати магнітний опір, що призведе до послаблення магнітного потоку обмотки якоря, тобто дія реакції якоря послабиться.

Повітряний проміжок на краю полюсного наконечника в 2–3 рази більший за повітряний проміжок по осі головного полюса (рис. 6.33).

Легка послідовна обмотка збудження

Для компенсації магнітного потоку від дії реакції якоря в машинах постійного струму середньої та великої потужності може застосовуватися легка послідовна обмотка збудження. Вона розташовується на головному полюсі, ближче до полюсного наконечника. Її МРС становить 10–15 % від МРС обмотки якоря в номінальному режимі. Ця послідовна обмотка збудження вмикається послідовно з основною обмоткою збудження, узгоджено в магнітному відношенні.

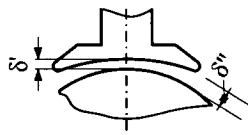


Рисунок 6.33 –
Розбіжний повітряний проміжок

6.9. Комутація машини постійного струму

6.9.1. Визначення терміна «комутація»

Термін «комутація» використовується у вузькому та широкому розумінні.

У вузькому розумінні, комутація – це візуальна оцінка роботи щітково-колекторного вузла. Якщо іскріння немає, то комутація добра і навіпаки. У широкому розумінні, комутація означає сукупність процесів, які відбуваються в комутуючій секції та щітково-колекторному контакті.

6.9.2. Причини іскріння машин постійного струму

Механічні причини. Вони виникають через еліптичність колектора, висування ізоляційних прокладок, вібрацію щіткотримачів.

У всіх випадках спостерігається вібрація щіток через періодичний розрив контакту щітка-колекторна пластина, що призводить до іскріння. Механічні причини можуть бути виявлені та усунуті при настроюванні комутації.

Електромагнітні причини

Іскріння викликається сукупністю електромагнітних процесів у комутуючій секції та щітково-колекторному контакті.

Відповідно до ГОСТ 183 іскріння візуально оцінюється в балах:

1 бал – темна комутація – повна відсутність іскріння;

1½ бала – слабе, точкове іскріння, що не впливає на щітки та колектор;

2 бали – інтенсивне іскріння під усім збіжним краєм щітки зі слідами руйнування щітки та колекторної пластини. Допускається як короточасний режим при пуску та реверсі;

3 бали – інтенсивне іскріння під усім краєм щітки з наявністю крупних іскор, що вилітають. Таке іскріння неприпустиме, воно свідчить про аварійний стан машини.

Допускається тривала робота машини постійного струму з іскрінням в 1 та 1½ бала.

6.9.3. Основне рівняння комутації

Комутація – процес змінювання струму за величиною та знаком у секціях, що короткозамкнені щітками, в момент переходу їх через лінію геометричної нейтралі з однієї паралельної вітки до іншої.

Секції 1–1' та 2–2' є комутуючими та замикаються накоротко щітками *A* та *B* відповідно (рис. 6.34). Ширина щітки дорівнює ширині колекторного кроку, $b_b = \tau_k$. До початку комутації секція 1–1' входила до складу паралельної вітки південного полюса обмотки якоря та мала струм

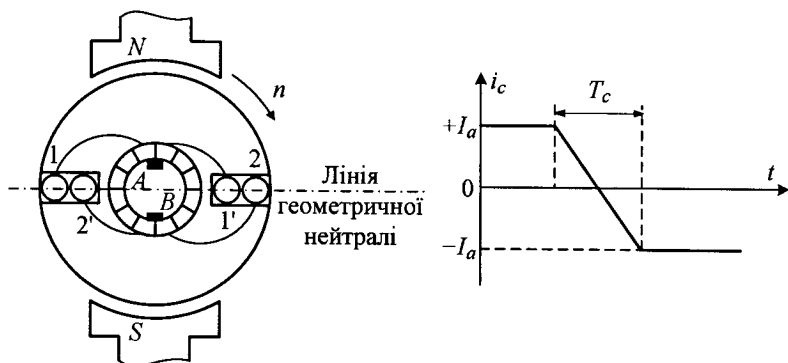


Рисунок 6.34 – Розташування щіток на колекторі в двополусній машині постійного струму та змінювання струму в комутуючій секції

$+I_a$. Після закінчення комутації ця секція буде входити до складу паралельної вітки північного полюса обмотки якоря та матиме струм $-I_a$. Для секції 2-2' струм зміниться від $-I_a$ до $+I_a$. Напрямок струму в паралельних вітках північного та південного полюсів є протилежним.

Змінювання струму в секціях 1-1' та 2-2' відбувається за час T_c , який називається періодом комутації, та становить 0,001-0,0001 с.

Період комутації визначається шириною щітки b_b та лінійною швидкістю колектора (лінійною швидкістю точки на поверхні колектора) v_k :

$$T_c = \frac{b_b}{v_k}. \quad (6.59)$$

Секція ab (рис. 6.35) є комутуючою, тому що вона замикається накоротко щіткою A . Вважається, що величини активних опорів контакту щітка-колекторна пластина 1 R_{b1} та контакту щітка-колекторна пластина 2 R_{b2} визначаються площами контакту щітка-колекторна пластина 1 S_{b1} та контакту щітка-колекторна пластина 2 S_{b2} відповідно.

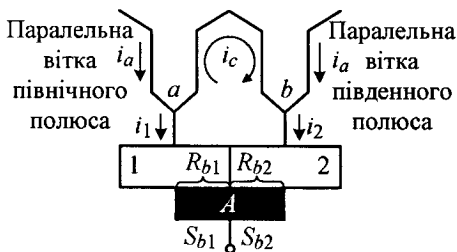


Рисунок 6.35 – Секція обмотки якоря в стані комутації

Секція ab є активно-індуктивним контуром. Змінювання струму в секції призводить до виникнення ЕРС самоіндукції e_L . Зазвичай, щітка перекриває декілька колекторних пластин. Одночасно комутують декілька секцій, що знаходяться поруч. Тому крім ЕРС самоіндукції e_L в кожній секції наводиться ЕРС взаємоіндукції e_M . Сума цих ЕРС визначає реактивну ЕРС e_r , яка, в свою чергу, є результатом змінювання струму в комутуючій секції i_c в часі t при результуючій індуктивності комутуючої секції L_c :

$$e_r = e_L + e_M = -L_c \frac{di_c}{dt}. \quad (6.60)$$

У машинах постійного струму в області лінії геометричної нейтралі існує магнітне поле з магнітною індукцією B_c . Це магнітне поле створено сумісною дією обмотки якоря й обмотки додаткових полюсів та індукує в комутуючій секції комутаційну ЕРС e_c .

ЕРС e_c повинна компенсувати ЕРС e_r .

Рівняння для комутуючої секції за другим законом Кірхгофа має вигляд:

$$e_r + e_c = -i_1 R_{b1} + i_c R_s + i_2 R_{b2}. \quad (6.61)$$

Зважаючи на малість величини спаду напруги в комутуючій секції $i_c R_s$, ним нехтують, $i_c R_s = 0$. Спади напруги $i_1 R_{b1}$ та $i_2 R_{b2}$ залежать нелінійно від густини струму в контакті.

Рівняння (6.61) є диференціальним та нелінійним, воно розв'язується при різних припущеннях. Суть цих припущень визначається різними теоріями комутації: класичною теорією (теорією комутації опором), теорією Дрейфуса, теорією Вегнера та іншими.

6.9.4. Класична теорія комутації (комутація опором)

Класична теорія комутації розглядає процес комутації при припущеннях:

- сума ЕРС комутуючої секції дорівнює нулю,

$$e_r + e_c = 0; \quad (6.62)$$

- активним опором секції нехтується через малість спаду напруги на ньому;

- ширина щітки дорівнює ширині колекторної пластини,

$$b_b = \tau_k; \quad (6.63)$$

- питомий активний опір щітково-колекторного контакту залишається постійним, величини активних опорів R_{b1} та R_{b2} визначаються площами контакту S_{b1} і S_{b2} відповідно.

У вихідному положенні секція ab (рис. 6.36) входить до складу паралельної вітки північного полюса. Струм у ній становить $+I_a$ та спрямований від a до b . Щітка цілком перекриває колекторну пластину 2. Струм колекторної пластини 2 складається з двох струмів, $i_2 = 2i_a$. Струм колекторної пластини 1 i_1 дорівнює нулю. В процесі обертання колекто-

ра щітка набігає на колекторну пластину 1 та збігає з пластини 2. Секція ab знаходиться в стані короткого замикання.

Площа контакту S_{b1} при обертанні колектора буде зростати. Опір R_{b1} буде зменшуватись. Струм пластини 1 збільшуватиметься. Площа контакту S_{b2} при обертанні колектора буде меншати, опір R_{b2} – зростати, струм пластини 2 – зменшуватися.

Отже, в процесі комутації має місце безперервний перерозподіл струму між колекторними пластинами 1 та 2.

На останньому етапі комутації щітка цілком розташована на пластині 1. Секція ab входить до складу південної паралельної вітки.

Струм у ній дорівнює струмові південної паралельної вітки та спрямований від точки b до точки a . Струм колекторної пластини 1 складається з двох струмів i_a , $i_1 = 2i_a$. Струм колекторної пластини 2 дорівнює нулю.

Межі зміни струмів: пластина 1 – від 0 до $2i_a$; пластина 2 – від $2i_a$ до 0; секція ab – від $+i_a$ через 0 до $-i_a$.

Сумарна ЕРС комутуючої секції дорівнює нулю згідно з припущеннями. Отже, змінювання струму в комутуючій секції ab за величиною та знаком обумовлено тільки змінюванням величин опорів R_{b1} та R_{b2} . Тому класична теорія комутації називається «комутацією опором».

Змінювання знака струму комутуючої секції по суті є зміною на-

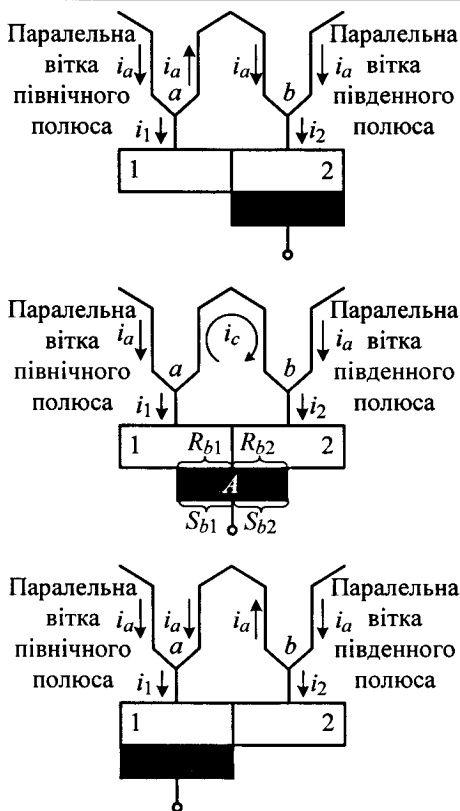


Рисунок 6.36 – Процес комутації секції обмотки якоря в розвитку

прямку струму відносно точок a та b комутуючої секції, що зумовлено перемиканням комутуючої секції зі складу паралельної вітки одного полюса до складу паралельної вітки іншого полюса.

За період комутації T_c комутуюча секція переходить зі складу паралельної вітки одного полюса до складу паралельної вітки іншого полюса.

Площа контакту щітки з колектором

$$S_b = S_{b1} + S_{b2}. \quad (6.64)$$

При обертанні якоря площі S_{b1} та S_{b2} змінюються залежно від поточного часу t , який проходить за період комутації T_c :

$$\frac{S_{b1}}{S_b} = \frac{t}{T_c}; \quad (6.65)$$

$$\frac{S_{b2}}{S_b} = \frac{T_c - t}{T_c}. \quad (6.66)$$

6.9.5. Рівняння комутації опором

Рівняння напруг для комутуючої секції за другим законом Кірхгофа (6.61) з урахуванням припущень набуде вигляду:

$$0 = -i_1 R_{b1} + i_2 R_{b2}. \quad (6.67)$$

Рівняння струмів за першим законом Кірхгофа для вузлів a і b (див. рис. 6.34):

$$i_1 = i_a - i_c; \quad (6.68)$$

$$i_2 = i_a + i_c. \quad (6.69)$$

При підстановці (6.68) та (6.69) до (6.67) отримується

$$0 = -(i_a - i_c)R_{b1} + (i_a + i_c)R_{b2}. \quad (6.70)$$

Розв'язок (6.70) відносно струму i_c :

$$i_c = i_a \frac{R_{b1} - R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}}. \quad (6.71)$$

Зважаючи на припущення класичної теорії комутації, опори R_{b1} і R_{b2} зворотно пропорційні площам S_{b1} та S_{b2} відповідно. З (6.65) і (6.66) отримуються залежності опорів R_{b1} і R_{b2} від часу t :

$$\frac{R_{b1}}{R_b} = \frac{T_c}{t}; \quad (6.72)$$

$$\frac{R_{b2}}{R_b} = \frac{T_c}{T_c - t}. \quad (6.73)$$

З (6.72) та (6.73) отримуються вирази для опорів R_{b1} і R_{b2} , які підставляються до (6.71):

$$i_c = i_a \cdot \frac{R_b \cdot \frac{T_c}{t} - R_b \cdot \frac{T_c}{T_c - t}}{R_b \cdot \frac{T_c}{t} + R_b \cdot \frac{T_c}{T_c - t}} = i_a \cdot \frac{\frac{T_c}{t} - \frac{T_c}{T_c - t}}{\frac{T_c}{t} + \frac{T_c}{T_c - t}} = i_a \cdot \frac{T_c^2 - t \cdot T_c - T_c \cdot t}{T_c^2 - t \cdot T_c + T_c \cdot t}. \quad (6.74)$$

Виконуючи алгебраїчні перетворення з (6.74), отримується рівняння комутації опором:

$$i_c = i_a \cdot \left(1 - \frac{2t}{T_c}\right). \quad (6.75)$$

Струм комутуючої секції i_c змінюється за законом прямої лінії, тому комутація називається прямолінійною (рис. 6.37).

Густина струму на набіжнім краю щітки

$$J_{b1} = \frac{i_1}{S_{b1}} = \operatorname{tg} \alpha_1. \quad (6.76)$$

Густина струму на збіжнім краю щітки

$$J_{b2} = \frac{i_2}{S_{b2}} = \operatorname{tg} \alpha_2. \quad (6.77)$$

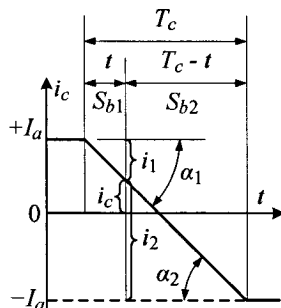


Рисунок 6.37 – Змінювання струму комутуючої секції при прямолінійній комутації

При прямолінійній комутації кути нахилу прямої $i_c(t)$ до горизонталі на періоді комутації дорівнюють один одному, $\alpha_1 = \alpha_2$.

Це означає, що густина струму під щіткою незмінна:

$$J_b = \frac{2i_a}{S_b}. \quad (6.78)$$

Якщо сума ЕРС комутуючої секції дорівнює нулю, то комутація є прямолінійною.

На практиці сума ЕРС, як правило, не дорівнює нулю, тобто має місце небаланс реактивної e_r та комутуючої e_c ЕРС. В цьому випадку струм комутуючої секції надається сумою струму комутуючої секції при прямолінійній комутації $i_{c\ dir}$ та додаткового струму, який створюється в контурі комутуючої секції небалансною ЕРС, $i_{c\ ad}$:

$$i_c = i_{c\ dir} + i_{c\ ad} = i_a \left(1 - \frac{2t}{T_c} \right) + \frac{e_r - e_c}{R_{b1} + R_{b2}}. \quad (6.79)$$

Наявність струму $i_{c\ ad}$ змінює характер змінювання струму комутуючої секції (рис. 6.38).

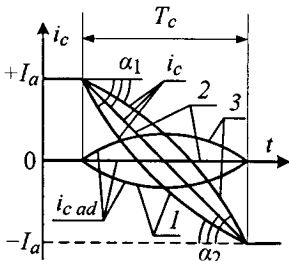


Рисунок 6.38 – Змінювання струму комутуючої секції:

- 1 – при прискореній комутації;
- 2 – при прямолінійній комутації;
- 3 – при уповільненій комутації

при прямолінійній комутації. Така комутація називається прискореною.

Уповільнення та прискорення комутації є результатом дії додаткового струму $i_{c\ ad}$.

У випадку уповільнення комутації кут α_2 більший, ніж при прямолінійній комутації. Відповідно до (6.77) густина струму J_{b2} зростає, що є передумовою іскріння щіткового контакту.

При прискореній комутації кут α_2 менший, ніж при прямолінійній комутації. Отже, густина струму J_{b2} зменшується.

При оптимальному співвідношенні величин ЕРС e_c та e_r можна домогтися, що до моменту розриву контакту щітка-колекторна пластина

уючої секції (рис. 6.38).

Якщо ЕРС e_c менша за величиною від ЕРС e_r , то відповідно до принципу Ленца ЕРС e_r уповільнює змінювання струму, тобто струм комутуючої секції проходить через нуль пізніше, ніж при прямолінійній комутації. Така комутація називається уповільненою комутацією.

Якщо e_c більша за величиною від ЕРС e_r , то ЕРС e_r прискорює змінювання струму, тобто струм комутуючої секції проходить крізь нуль раніше, ніж

кут α_2 дорівнюватиме нулю. Це означає, що контакт щітка-колекторна пластина розривається без струму, що є передумовою безіскрової роботи контакту.

Таким чином, оптимальною є декілька прискорена комутація.

Практикою експлуатації машин постійного струму встановлено, що величина ЕРС e_c має бути більшою за величину ЕРС e_r на 10 %.

При істотному небалансі ЕРС e_c та e_r струм i_c до кінця періоду комутації T_c не встигає досягнути значення струму i_a . Але в момент закінчення періоду комутації, $t = T_c$, струм i_c примусово стає таким, що дорівнює струму i_a , тому що комутуюча секція увійде до складу паралельної вітки обмотки якоря. В момент часу $t = T_c$ щітковий контакт буде навантажений розривним струмом, який визначається різницею струмів паралельної вітки та комутуючої секції наприкінці періоду комутації. Наявність розривного струму в контакті призводить до іскріння.

6.9.6. Розрахунок ЕРС комутуючої секції

Величина реактивної ЕРС e_r свідчить про стан комутації машини постійного струму.

Чим менша реактивна ЕРС e_r , тим легше забезпечити задовільну комутацію, тобто роботу щітково-колекторного контакту без іскріння або з допустимим балом іскріння.

Існують різні методики розрахунку реактивної ЕРС.

У цьому розділі розглядається найуживаніша методика Піхельмайера.

При визначенні середнього (за період комутації) значення реактивної ЕРС e_r вважається, що струм комутуючої секції i_c за період комутації T_c змінюється з $+I_a$ до $-I_a$, при цьому під кожною щіткою комутує одна секція, ширина щітки $b_b = \tau_k$, ЕРС взаємоіндукції відсутня.

Реактивна ЕРС за період комутації

$$e_r = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} \left(-L_c \frac{di_c}{dt} \right) dt = \frac{2I_a}{T_c} \cdot L_c, \quad (6.80)$$

де L_c – індуктивність, зумовлена магнітним потоком розсіяння комутуючої секції Φ_s .

Магнітний потік розсіяння комутуючої секції виражається через

магнітну провідність $\Lambda_{\mu s}$:

$$\Phi_s = i_a \cdot N_s \cdot \Lambda_{\mu s}.$$

Магнітний потік розсіяння Φ_s має три складові: магнітний потік пазового розсіяння, магнітний потік розсіяння між коронками зубців якоря, магнітний потік лобового розсіяння.

Магнітна провідність $\Lambda_{\mu s}$ подається трьома складовими відповідно до складових магнітного потоку. Кожна складова магнітної провідності $\Lambda_{\mu s}$ виражена за допомогою питомого коефіцієнта магнітної провідності, який пропорційний провідності на одиницю довжини:

$$\begin{aligned} \Lambda_{\mu s} &= 2\mu_0 \cdot l_i \cdot \lambda_{sl} + 2\mu_0 \cdot l_i \cdot \lambda_z + 2\mu_0 \cdot l_i \cdot \lambda_{fh} = \\ &= 2\mu_0 \cdot l_i \cdot (\lambda_{sl} + \lambda_z + \lambda_{fh}) = 2\mu_0 \cdot l_i \cdot \lambda_{\mu s}, \end{aligned} \quad (6.81)$$

де λ_{sl} , λ_z , λ_{fh} – коефіцієнти питомої магнітної провідності для пазового розсіяння, розсіяння між коронками зубців, лобового розсіяння.

Величини цих коефіцієнтів питомої магнітної провідності визначаються за формулами, що наведені в посібниках з проектування машин постійного струму.

Підстановкою (6.81) до (6.80) отримується середнє значення реактивної ЕРС

$$\begin{aligned} E_r &= \frac{2I_a}{T_c} \cdot \frac{N_s \cdot \Phi_s}{i_a} = \frac{2I_a}{T_c} \cdot \frac{N_s \cdot i_a \cdot N_s \cdot \Lambda_{\mu s}}{i_a} = \\ &= \frac{2I_a}{T_c} \cdot \frac{N_s \cdot i_a \cdot N_s \cdot 2\mu_0 \cdot l_i \cdot \lambda_{\mu s}}{i_a} = \frac{2I_a}{T_c} \cdot N_s^2 \cdot 2\mu_0 \cdot l_i \cdot \lambda_{\mu s}. \end{aligned} \quad (6.82)$$

З (6.52) з урахуванням (6.4), (6.5), (6.6) отримується вираз струму обмотки якоря I_a через лінійне навантаження A :

$$I_a = \frac{\pi d_a \cdot A}{2K \cdot N_s}. \quad (6.83)$$

Ширина щітки при припущенні (6.63)

$$b_b = \tau_k = \frac{\pi d_k}{K}. \quad (6.84)$$

де d_k – зовнішній діаметр колектора.

Період комутації за (6.59) з урахуванням (6.84)

$$T_c = \frac{\pi d_k}{K \cdot v_k} = \frac{\pi d_a}{K \cdot v_a}. \quad (6.85)$$

Підставляючи (6.83), (6.85) до (6.82), отримується формула Піхельмайера для середнього значення реактивної ЕРС за період комутації:

$$E_r = 2N_s \cdot \mu_0 \cdot I_i \cdot \lambda_{\mu s} \cdot A \cdot v_a. \quad (6.86)$$

Комутаційне магнітне поле, створене суміщеною дією обмоток якоря та додаткових полюсів в області лінії геометричної нейтралі, індукуює в комутуючій секції комутуючу ЕРС, яка є ЕРС обертання,

$$E_c = 2N_s \cdot B_c \cdot l_i \cdot v_a, \quad (6.87)$$

де B_c – магнітна індукція комутаційного магнітного поля в повітряному проміжку під додатковими полюсами.

При ширині щітки, що більша за ширину колекторного кроку, $b_b > \tau_k$, при розрахуванні періоду комутації T_c використовується еквівалентна ширина щітки, яка визначається за формулами, що наведені в посібниках з проектування машин постійного струму залежно від типу обмотки якоря.

6.9.7. Засоби поліпшення комутації

Реактивна ЕРС e_r , об'єктивно властива процесу комутації. Комутуюча ЕРС e_c , що повинна компенсуватися ЕРС e_r , наводиться в комутуючій секції за допомогою додаткових полюсів. Додаткові полюси встановлюються в машині постійного струму по лінії геометричної нейтралі (точно посередині між сусідніми головними полюсами). Кількість додаткових полюсів дорівнює кількості головних полюсів.

Провідник a (рис. 6.39) належить комутуючій секції та

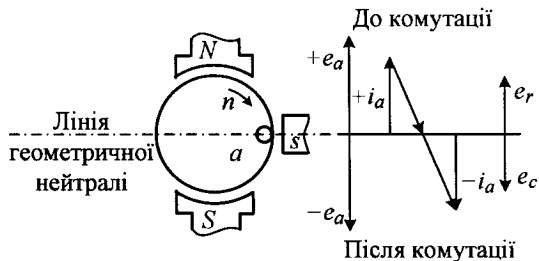


Рисунок 6.39 – Визначення полярності додаткового полюса генератора постійного струму

в процесі комутації переходить зі складу паралельної вітки північного полюса до складу паралельної вітки південного полюса. ЕРС провідника до комутації становила $+e_a$, після $-e_a$. Струм у провіднику в режимі генератора збігається за фазою з ЕРС e_a . ЕРС e_r , що обумовлена змінюванням струму, за правилом Ленца діє зустрічно напрямку змінювання струму, тобто вона має наводитись північним головним полюсом. ЕРС e_c , спрямована зустрічно до ЕРС e_r , повинна наводитись південним полюсом. Таким чином, полярність додаткового полюса буде південною. Чергування головних і додаткових полюсів за напрямком обертання якоря є таким: $N - s - S - n - N - \dots$

У режимі двигуна струм у провіднику знаходиться в протифазі з ЕРС (рис. 6.40), що призводить до змінювання потрібної полярності додаткового полюса.

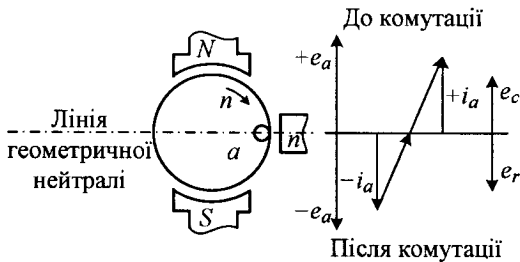


Рисунок 6.40 – Визначення полярності додаткового полюса двигуна постійного струму

ЕРС e_c повинна наводитись північним додатковим полюсом, а чергування полюсів за напрямком обертання якоря є таким: $N - n - S - s - N - \dots$

Величина ЕРС e_r прямо пропорційна струму якоря, отже, ЕРС e_c також має бути прямо пропорційною струму якоря. Для цього обмотка додаткових полюсів вмикається послідовно з обмоткою якоря. Магнітне коло додаткових полюсів обов'язково виконується ненасиченим. Тоді магнітна індукція B_c прямо пропорційна струму якоря.

МРС додаткових полюсів F_d діє по лінії геометричної нейтралі, але МРС обмотки якоря також діє по лінії геометричної нейтралі, причому зустрічно. Отже, МРС додаткових полюсів повинна компенсувати МРС обмотки якоря та створювати в повітряному проміжку під додатковим полюсом магнітне поле з магнітною індукцією B_c .

МРС додаткових полюсів на пару полюсів при нехтуванні магнітними ділянками магнітного кола додаткових полюсів

$$F_{адр} = F_a + F_{\delta адр} = A \cdot \tau_p + 2 \cdot \frac{B_c}{\mu_0} \cdot \delta_{адр} \cdot K_{\delta адр}, \quad (6.88)$$

де F_a – МРС обмотки якоря на пару полюсів (6.55); $F_{\delta адр}$ – МРС повітряного проміжку під додатковим полюсом; $\delta_{адр}$ – повітряний проміжок під додатковим полюсом; $K_{\delta адр}$ – коефіцієнт Картера повітряного проміжку під додатковим полюсом.

Необхідна магнітна індукція B_c визначається при прирівнюванні (6.86) та (6.87):

$$2N_s \cdot \mu_0 \cdot l_i \cdot \lambda_{\mu s} \cdot A \cdot \nu_a = 2N_s \cdot B_c \cdot l_i \cdot \nu_a. \quad (6.89)$$

Звідки магнітна індукція

$$B_c = \mu_0 \cdot \lambda_{\mu s} \cdot A. \quad (6.90)$$

Для надання комутації прискореного характеру отримане значення B_c за (6.90) збільшується приблизно на 10 %.

6.10. Енергетична діаграма та ККД машин постійного струму

Енергетичні діаграми машин постійного струму (рис. 6.41) будуються за загальними правилами (див. підрозд. 2.17 та 4.6).

Вхідною потужністю є:

– механічна потужність для генератора:

$$P_{in} = M \cdot \Omega; \quad (6.91)$$

– електрична потужністю для двигуна:

$$P_{in} = U \cdot I, \quad (6.92)$$

де I – струм, що споживається двигуном із мережі (або віддається генератором до мережі).

Струм I визначається способом підключення обмотки збудження до обмотки якоря: паралельне, послідовне або підключення до незалежного джерела постійного струму. У разі паралельного підключення струм I складається зі струмів обмоток якоря та збудження, $I = I_a + I_E$. У разі послідовного підключення всі три струми дорівнюють один одному, $I = I_a = I_E$. У разі підключення обмотки збудження до незалежного дже-

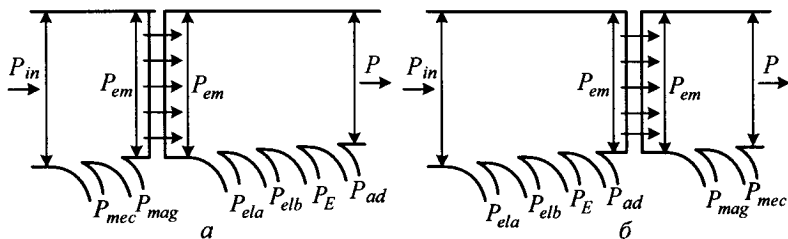


Рисунок 6.41 – Енергетичні діаграми генератора (а) та двигуна (б) постійного струму

рела струм I визначається тільки струмом обмотки якоря, $I = I_a$.

Електричні втрати обмотки якоря

$$P_{ela} = I_a^2 \Sigma R_a, \quad (6.93)$$

де ΣR_a – сума активних опорів обмоток, по яких протікає струм якоря I_a .

До суми активних опорів обмоток ΣR_a входять активний опір обмотки якоря, активний опір обмотки додаткових полюсів (якщо є), активний опір компенсаційної обмотки (якщо є), активний опір послідовної обмотки збудження (якщо є).

Магнітні втрати P_{mag} визначаються за окремими ділянками осердя якоря (зубці та спинка) машини постійного струму, як і в (2.36).

Механічні втрати P_{mec} складаються з втрат на тертя щіток по колектору, на тертя в підшипниках, на тертя якоря об повітря, на вентиляцію (від переміщення охолоджуючого повітря).

Електричні втрати в щітковому контакті

$$P_{elb} = I_a \cdot 2\Delta U_b, \quad (6.94)$$

де $2\Delta U_b$ – спад напруги в щітковому контакті на пару різнойменних щіток. Його величина залежить від марки щіток, для електрографітованих щіток становить 2,0–2,7 В, для металографітних – 0,4–1 В.

Електричні втрати обмотки збудження

$$P_E = I_E^2 \cdot R_E, \quad (6.95)$$

де R_E – активний опір обмотки збудження.

При живленні обмотки збудження від окремого джерела постійно-

го струму втрати P_E в енергетичній діаграмі не враховуються.

Додаткові втрати P_{ad} для машин постійного струму регламентуються стандартом. Вони становлять 0,5–1,0 % від вхідної потужності машини постійного струму.

Вихідною потужністю є:

– електрична потужність для генератора:

$$P = U \cdot I; \quad (6.96)$$

– механічна потужність для двигуна:

$$P = M \cdot \Omega. \quad (6.97)$$

Втрати потужності машини постійного струму

$$\Delta P = P_{ela} + P_{elb} + P_{mag} + P_{mec} + P_E + P_{ad}. \quad (6.98)$$

Електромагнітна потужність машини постійного струму

$$P_{em} = E \cdot I_a. \quad (6.99)$$

З енергетичної діаграми електромагнітна потужність:

– генератора постійного струму

$$P_{em} = P + P_{ela} + P_{ekb} + P_E + P_{ad}; \quad (6.100)$$

– двигуна постійного струму

$$P_{em} = P + P_{mec} + P_{mag}. \quad (6.101)$$

З енергетичної діаграми вхідна потужність:

– генератора постійного струму

$$P_{in} = P_{em} + P_{mag} + P_{mec}. \quad (6.102)$$

– двигуна постійного струму з урахуванням втрат на збудження

$$P_{in} = P_{em} + P_{ela} + P_{elb} + P_E. \quad (6.103)$$

ККД машини постійного струму визначається за загальним правилом за (4.63) або (4.64).

6.11. Генератори постійного струму

6.11.1. Загальні зауваження

Властивості генераторів постійного струму визначаються способом

збудження. За способом збудження розрізняють (рис. 6.42):

генератори незалежного збудження (напряга збудження може не дорівнювати напрузі обмотки якоря);

генератори паралельного збудження;

генератори послідовного збудження;

генератори змішаного збудження.

Конструкція усіх генераторів однакова. Різниця – лише у виконанні обмотки збудження. Незалежна та паралельна обмотки збудження мають велику кількість витків з проводу малого перерізу, тому що струм збудження становить 1–6 % від номінального струму обмотки якоря. Послідовна обмотка збудження виконується проводом великого перерізу,

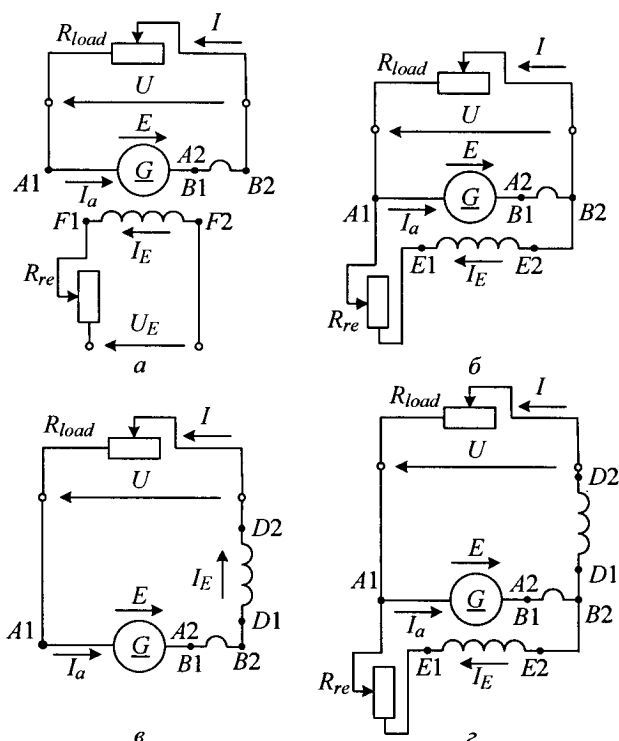


Рисунок 6.42 – Електричні схеми генераторів постійного струму:
 а – незалежного збудження; б – паралельного збудження;
 в – послідовного збудження; г – змішаного збудження

тому що струм збудження дорівнює струму обмотки якоря. Кількість витків послідовної обмотки збудження зазвичай невелика.

Обмотка збудження генератора з незалежним збудженням (рис. 6.42, а) живиться від окремого джерела постійного струму. Струм збудження не залежить від струму якоря. В колі збудження знаходиться регулювальний реостат R_{re} . До обмотки якоря генератора підключено навантаження R_{load} .

Обмотка збудження генератора постійного струму з паралельним збудженням (рис. 6.42, б) вмикається паралельно до обмотки якоря, тобто отримує живлення від обмотки якоря. Отж, в цьому генераторі використовується самозбудження.

Обмотка збудження генератора постійного струму з послідовним збудженням (рис. 6.42, в) вмикається послідовно з обмоткою якоря, тобто струм обмотки якоря та струм обмотки збудження однаковий.

Генератор постійного струму зі змішаним збудженням (рис. 6.42, г) має дві обмотки збудження – паралельну та послідовну.

До кола обмотки якоря генератора постійного струму вмикається навантаження з активним опором R_{load} , до кола обмотки збудження – регулювальний реостат R_{re} .

6.11.2. Основні рівняння генераторів постійного струму

Основні співвідношення, що характеризують роботу машини постійного струму в режимі генератора наводяться рівняннями, які є справедливими для всіх генераторів, незалежно від способу їх збудження.

Рівняння рівноваги напруги

Рівняння рівноваги напруги обмотки якоря складається за другим законом Кірхгофа для кола обмотки якоря. В колі обмотки якоря генератора існує одна ЕРС – ЕРС обмотки якоря E , а також три спади напруги: на навантаженні IR_{load} , на опорі кола обмотки якоря $I_a \Sigma R_a$, на щітковому контакті на парі щіток $2\Delta U_b$:

$$E = IR_{load} + I_a \Sigma R_a + 2\Delta U_b. \quad (6.104)$$

Спад напруги на навантаженні генератора є напругою на затискачах обмотки якоря:

$$IR_{load} = U. \quad (6.105)$$

Для подання спаду напруги на щітковому контакті через опір щіт-

кового контакту використовується активний опір щіткового контакту на пару щіток, який визначається при номінальному струмі обмотки якоря I_{aN} та є незмінним при будь-якому навантаженні,

$$R_b = \frac{2\Delta U_b}{I_{aN}}. \quad (6.106)$$

Таким чином, спад напруги на щітковому контакті на парі щіток

$$2\Delta U_b = I_{aN} R_b. \quad (6.107)$$

З урахуванням (6.105) та (6.107) рівняння (6.104) набуває вигляду:

$$U = E - I_a \Sigma R_a - I_a R_b = E - I_a (\Sigma R_a + R_b). \quad (6.108)$$

Рівняння рівноваги напруги обмотки якоря в остаточному вигляді:

$$U = E - I_a R_a, \quad (6.109)$$

де $I_a R_a$ – спад напруги на внутрішньому опорі кола обмотки якоря.

Струм обмотки якоря генератора зумовлюється ЕРС E та завжди збігається з нею за напрямком. З (6.109) виходить, що струм обмотки якоря в генераторі

$$I_a = \frac{E - U}{R_a}. \quad (6.110)$$

Рівняння рівноваги моментів

Рівняння рівноваги моментів отримується при діленні (6.102) на кутову швидкість обертання якоря Ω :

$$\frac{P_{in}}{\Omega} = \frac{P_{em}}{\Omega} + \frac{P_{mag} + P_{mec}}{\Omega}. \quad (6.111)$$

Обертальний момент привідного двигуна, що обертає вал генератора,

$$M = M_{em} + M_o, \quad (6.112)$$

де M_{em} – електромагнітний момент, створений генератором, є гальмівним;

M_o – гальмівний момент, обумовлений механічними та магнітними втратами потужності. Цей момент діє при неробочому ході, тому він називається моментом неробочого ходу.

6.11.3. Характеристики генераторів незалежного збудження

6.11.3.1. Характеристика неробочого ходу

Характеристикою неробочого ходу генератора постійного струму є залежність ЕРС неробочого ходу від струму збудження $E(I_E)$ за відсутності струму в обмотці якоря, $I_a = 0$, та незмінній номінальній частоті обертання, $n_N = \text{const}$. У режимі неробочого ходу генератора обмотку якоря розімкнено.

Як випливає з (6.45), при постійній частоті обертання n ЕРС E прямо пропорційно зв'язана з магнітним потоком Φ . Як випливає з (3.158), струм обмотки збудження I_E прямо пропорційний МРС обмотки збудження F_o . Тому характеристика неробочого ходу подібна до магнітної характеристики машини $\Phi_\delta(F_o)$ (див. рис. 3.51).

При визначенні характеристики неробочого ходу струм I_E змінюється від нуля до значення, при якому ЕРС $E = 1,15U_N$, а потім струм I_E

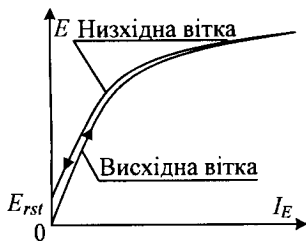


Рисунок 6.43 –
Характеристика неробочого
ходу генератора постійного
струму

зменшується до нуля. При цьому знімають висхідну та спадну вітки характеристики неробочого ходу (рис. 6.43). Розходження віток обумовлено гістерезисом магнітної системи. За відсутності струму в обмотці збудження, $I_E = 0$, ЕРС E буде дорівнювати залишковій ЕРС E_{rst} , яка становить 2–4 % від номінальної напруги U_N . ЕРС E_{rst} наводиться залишковим магнітним потоком (потокм залишкового намагнічування).

6.11.3.2. Зовнішня характеристика

Зовнішньою характеристикою є залежність напруги на затискачах обмотки якоря від струму обмотки якоря $U(I_a)$ при незмінних струмі збудження, $I_E = \text{const}$, та номінальній частоті обертання, $n_N = \text{const}$ (рис. 6.44).

Рівнянням зовнішньої характеристики є рівняння напруг обмотки якоря (6.109).

При зростанні струму обмотки якоря I_a напруга генератора U спа-

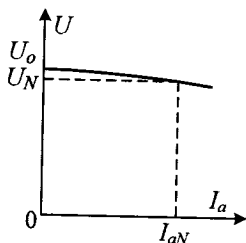


Рисунок 6.44 – Зовнішня характеристика генератора постійного струму незалежного збудження

номінального навантаження визначається як

$$\Delta u\% = \frac{U_o - U_N}{U_N} \cdot 100\%, \quad (6.113)$$

де U_o – напруга на обмотці якоря при неробочому ході та струмі збудження, при якому визначається зовнішня характеристика.

Ступінь змінювання напруги при переході від неробочого ходу до номінального навантаження становить 5–8 %.

Зовнішня характеристика генератора незалежного збудження є достатньо жорсткою.

6.11.3.3. Регульовальна характеристика

Регульовальною характеристикою є залежність струму збудження від струму обмотки якоря $I_E(I_a)$ при незмінних напрузі, $U = \text{const}$, та номінальній частоті обертання, $n_N = \text{const}$

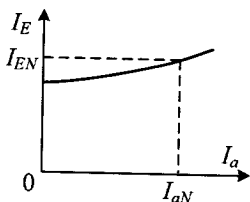


Рисунок 6.45 – Регульовальна характеристика генератора постійного струму незалежного збудження

мінальній частоті обертання, $n_N = \text{const}$ (рис. 6.45). Ця важлива експлуатаційна характеристика показує, як необхідно змінювати струм I_E , щоби при зростанні навантаження, тобто струму I_a , напруга U залишалась незмінною.

При зростанні струму I_a струм I_E необхідно збільшувати для компенсації розмагнічувальної дії реакції якоря та зростання спаду напруги на внутрішньому опорі кола обмотки якоря $I_a R_a$.

дає під впливом збільшення:

- спаду напруги $I_a R_a$;
- розмагнічувальної дії реакції якоря.

При насиченому магнітному колі генератора зростання струму обмотки якоря призводить до зменшення магнітного потоку Φ , а значить – ЕРС E та напруги генератора U .

Ступінь змінювання напруги при переході від неробочого ходу до номі-

6.11.3.4. Навантажувальна характеристика

Навантажувальною характеристикою є залежність напруги від струму збудження $U(I_E)$ при незмінних струмі обмотки якоря, $I_a = \text{const}$, та номінальній частоті обертання, $n = \text{const}$ (рис. 6.46). Найуживанішою є навантажувальна характеристика при номінальному струмі якоря, $I_a = I_{aN} = \text{const}$.

У генераторів постійного струму незалежного збудження навантажувальна характеристика подібна до характеристики неробочого ходу, але проходить нижче через розмагнічувальну дію реакції якоря та спад напруги на внутрішньому опорі кола обмотки якоря $I_a R_a$.

Початок характеристики зсунуто вздовж осі струму I_E на величину струму збудження, який забезпечує заданий струм I_a при напрузі $U = 0$, тобто короткому замиканні генератора.

Дія цих двох причин визначається за допомогою характеристичного трикутника. Характеристичний трикутник будується при відомих характеристичній неробочого ходу 1 та навантажувальній характеристикі 2, наприклад, для струму $I_a = I_{aN} = \text{const}$ (рис. 6.47).

На навантажувальній характеристиці відзначається точка А – точка номінального режиму зі значеннями напруги $U = U_N$ та струму $I_a = I_{aN}$. Для цієї точки А необхідно визначити розмагнічувальну дію реакції якоря та спад напруги $I_a R_a$.

Довжина відрізка АВ дорівнює спаду напруги $I_{aN} R_a$, $AB = I_{aN} R_a$.

З рівняння (6.109) випливає, що відрізок

$$aB = aA + AB = U_N + I_{aN} R_a = E. \quad (6.114)$$

Такий самій ЕРС E , але при неробочому ході, коли відсутня розмагнічувальна дія реакції якоря, відповідає точка С. Точка С отримується на

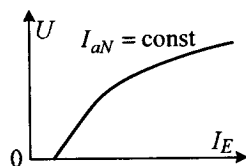


Рисунок 6.46 –
Навантажувальна
характеристика
генератора постійного
струму незалежного
збудження

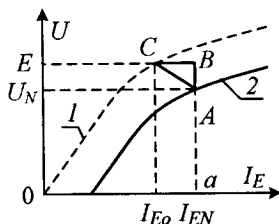


Рисунок 6.47 –
Характеристичний трикутник
генератора постійного струму
незалежного збудження

перетині перпендикуляра до осі ординат та характеристики неробочого ходу I . Точка C має координати $(I_{E0}; E)$.

Отриманий трикутник ABC є характеристичним трикутником. Катет AB визначає спад напруги $I_a R_a$. Катет BC визначає розмагнічувальну дію реакції якоря в масштабі струму I_E :

$$BC = \Delta I_E = I_{EN} - I_{E0}. \quad (6.115)$$

За допомогою характеристичного трикутника можна побудувати всі характеристики генератора постійного струму, маючи характеристику неробочого ходу. Але при цьому необхідно зауважити, що катет AB змінюється прямо пропорційно струму I_a , а катет BC залежить від магнітного стану генератора, тобто від величини I_E .

При ненасиченій магнітній системі реакція якоря не призводить до зменшення магнітного потоку полюсів, тобто розмагнічувальної дії реакції якоря немає. При насиченій магнітній системі розмагнічувальна дія реакції якоря існує.

На практиці для простоти побудовань залежністю катета BC від величини I_E нехтують.

Наприклад, нехай відома характеристика неробочого ходу I та розміри характеристичного трикутника ABC при струмі $I_a = I_{aN} = \text{const}$

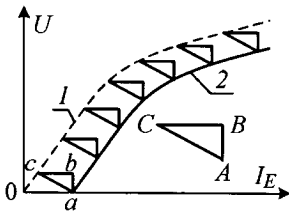


Рисунок 6.48 – Побудова навантажувальної характеристики генератора постійного струму незалежного збудження за допомогою характеристичного трикутника

(рис. 6.48). Необхідно побудувати навантажувальну характеристику 2 при струмі $I_a = 0,5 I_{aN}$. Катети характеристичного трикутника зменшуються в 2 рази, отримується трикутник abc . Трикутник abc розташовується так, щоб катет bc був паралельним осі абсцис. Трикутник abc пересувається паралельно самому собі так, щоб вершина c ковзала по характеристиці неробочого ходу. Тоді вершина a прокреслить шукану навантажувальну характеристику.

6.11.4. Характеристики генераторів постійного струму паралельного збудження

6.11.4.1. Самозбудження генераторів постійного струму паралельного збудження

Самозбудження можливо, якщо в магнітній системі існує залишковий магнітний потік Φ_{rst} . При обертанні якоря залишковий магнітний потік Φ_{rst} індукуює в обмотці якоря невелику залишкову ЕРС E_{rst} . Під впливом ЕРС E_{rst} у контурі «обмотка збудження – обмотка якоря» протікає невеликий струм. Цей струм створює МРС збудження. Якщо ця МРС діє згідно з залишковим магнітним потоком Φ_{rst} , то магнітний потік головних полюсів Φ зростає. Це призводить до збільшення ЕРС обмотки якоря E , а, отже, до збільшення струму в контурі «обмотка збудження – обмотка якоря» та магнітного потоку головних полюсів Φ і т.д. Процес самозбудження проходить лавиноподібно до виходу в усталений режим.

Якщо залишковий магнітний потік Φ_{rst} відсутній, то самозбудження неможливе. Якщо МРС обмотки збудження діє зустрічно до залишкового магнітного потоку Φ_{rst} , то самозбудження неможливе. Щоб здійснити самозбудження, необхідно змінити напрямок струму в обмотці збудження.

Для контуру «обмотка збудження – обмотка якоря» з активним опором R_{aE} та індуктивністю L_{aE} рівняння за другим законом Кірхгофа для генератора постійного струму паралельного збудження в режимі неробочого ходу:

$$E + E_{rst} = i_E R_{aE} + L_{aE} \frac{di_E}{dt}. \quad (6.116)$$

Рівняння (6.116) є нелінійним. Його можна надати графічно за допомогою характеристики неробочого ходу $E(I_E)$ 1 та вольт-амперної характеристики контуру «обмотка збудження – обмотка якоря» $i_E R_{aE}(i_E)$ 2 (рис. 6.49). Якщо в (6.116) $E + E_{rst} > i_E R_{aE}$, то $\frac{di_E}{dt} > 0$. Отже, струм збудження i_E зростає. В точці A величина $\frac{di_E}{dt} = 0$. Зростання струму припиняється. Таким чином, точка A є точкою усталеного режиму. Положення

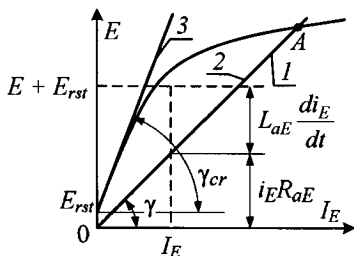


Рисунок 6.49 – Самозбудження генератора постійного струму паралельного збудження

точки A на характеристиці неробочого ходу 1 визначається кутом нахилу вольт-амперної характеристики 2 до осі абсцис γ або величиною опору R_{aE} ,

$$R_{aE} = \operatorname{tg} \gamma. \quad (6.117)$$

При збільшенні опору R_{aE} точка A пересувається по характеристиці неробочого ходу ліворуч. При деякому критичному опорі

$$R_{aEcr} = \operatorname{tg} \gamma_{cr} \quad (6.118)$$

січна перетворюється на дотичну. При цьому точка перетину A відсутня. Це означає, що самозбудження неможливо.

Кут γ_{cr} визначається кутом нахилу до осі абсцис ненасиченої характеристики неробочого ходу 3 .

Таким чином, умовами самозбудження генератора постійного струму паралельного збудження є:

- ✓ наявність залишкового магнітного потоку Φ_{rst} ;
- ✓ узгоджене вмикання обмотки збудження;
- ✓ величина активного опору обмотки збудження повинна бути меншою за деяку критичну, $R_{aE} < R_{aEcr}$.

Друга умова обмежує можливості регулювання напруги генераторів з паралельним збудженням. Напруга може змінюватися в межах $(1,0-0,6)U_N$. При подальшому зменшенні струму I_E через зростання опору R_E відбувається зрив самозбудження (втрата самозбудження). Для порівняння у генераторів постійного струму незалежного збудження межі регулювання напруги становлять $(0-1,0)U_N$.

Робоча точка A обирається на ділянці насичення характеристики неробочого ходу з метою забезпечення стійкості роботи генератора. Генератори паралельного збудження більш насичені, ніж генератори незалежного збудження.

6.11.4.2. Регульовальна характеристика

Регульовальна характеристика генератора постійного струму пара-

лельного збудження подібна до регулювальної характеристики генератора постійного струму незалежного збудження (див. рис. 6.45).

6.11.4.3. Навантажувальна характеристика

Навантажувальна характеристика генератора постійного струму паралельного збудження подібна до навантажувальної характеристики генератора постійного струму незалежного збудження (див. рис. 6.46).

Подібність регулювальних і навантажувальних характеристик генераторів паралельного та незалежного збудження обумовлюється тим, що струм I_E і спад напруги $I_a R_a$ порівняно малі, тому спад напруги від струму збудження в колі обмотки якоря практично не впливає на напругу на затискачах генератора.

6.11.4.4. Зовнішня характеристика

Зовнішньою характеристикою генератора паралельного збудження є залежність напруги від струму обмотки якоря $U(I_a)$ при незмінних активному опорі обмотки збудження, $R_E = \text{const}$, та номінальній частоті обертання, $n_N = \text{const}$ (рис. 6.50). Умову незмінності струму збудження (як у генераторах незалежного збудження), $I_E = \text{const}$, виконати неможливо, тому що напруга на затискачах обмотки збудження буде змінюватися при змінюванні струму I_a , а отже, струм I_E також буде змінюватися.

Напруга U зі збільшенням струму I_a зменшується під впливом:

- ✓ зростання розмагнічувальної дії реакції якоря;
- ✓ зростання спаду напруги на внутрішньому опорі кола обмотки якоря $I_a R_a$;
- ✓ зменшення струму I_E через спад напруги на затискачах обмотки збудження.

Генератор із паралельним збудженням є сильно насиченою машиною. Тому при збільшенні струму I_a , починаючи від нуля, напруга U зменшується переважно під впливом зростання розмагнічувальної дії реакції якоря та зростання спаду напруги $I_a R_a$. Зменшення струму I_E через спад напруги на затискачах обмотки збудження не призводить до помітного спаду магнітного потоку.

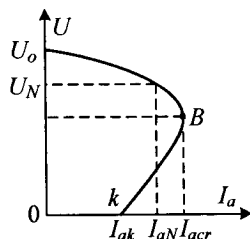


Рисунок 6.50 – Зовнішня характеристика генератора постійного струму паралельного збудження

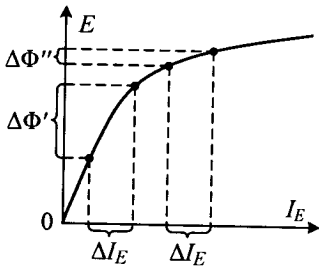


Рисунок 6.51 – Вплив насичення на змінювання магнітного потоку генератора постійного струму паралельного збудження

відповідає значне зменшення магнітного потоку $\Delta\Phi'$. Генератор по-різному реагує на змінювання струму I_E в насиченому та ненасиченому станах.

При експериментальному визначенні зовнішньої характеристики при зменшенні опору навантаження R_{load} струм I_a зростає впритул до критичного значення I_{acr} (див. рис. 6.50). Ділянка точки B відповідає переходу з насиченого стану до ненасиченого. При подальшому зменшенні опору R_{load} поряд зі зменшенням напруги U буде спадати й струм I_a . Цьому явищу відповідає ділянка Bk , що називається ділянкою саморозмагнічування. На цій ділянці зменшення напруги U спричиняє значне зменшення струму I_E , а отже, й магнітного потоку. Це призводить до подальшого зменшення напруги U . При цьому напруга U спадає інтенсивніше, ніж зменшується опір R_{load} . У результаті струм I_a зменшується впритул до точки k , що відповідає так званому лабораторному короткому замиканню генератора. Струм якоря в точці k обумовлений залишковою ЕРС E_{rst} . Величина струму лабораторного короткого замикання I_{ak} становить $(0,4-0,6)I_{aN}$.

Раптове коротке замикання для генераторів паралельного збудження так само небезпечно, як і для генераторів незалежного збудження. Через те що за час раптового короткого замикання генератор не встигає розмагнітитися, магнітний потік зберігається. Струм раптового короткого замикання приблизно становить $10I_{aN}$.

Ступінь впливу зменшення струму I_E через спад напруги на затискачах обмотки збудження оцінюється за допомогою характеристики неробочого ходу (рис. 6.51). Доки генератор насичений, зменшенню струму ΔI_E відповідає невелике зменшення магнітного потоку $\Delta\Phi''$. У міру виходу з насиченого стану нахил магнітної характеристики змінюється, та в ненасиченому стані такому самому зменшенню струму збудження ΔI_E

Ступінь змінювання напруги $\Delta u\%$ (6.113) у генераторів паралельного збудження більший, ніж у генераторів незалежного збудження, та становить $\Delta u\% = (15-20)\% U_N$.

6.11.5. Характеристики генераторів постійного струму послідовного збудження

В генераторах послідовного збудження обмотка збудження увімкнена послідовно з обмоткою якоря, отже, струми обмотки якоря та збудження дорівнюють один одному, $I_a = I_E$. Генератор має тільки зовнішню характеристику.

Зовнішня характеристика 1 (рис. 6.52) будується за допомогою характеристики неробочого ходу 2 , яка знімається при незалежному збудженні, та характеристичного трикутника 3 , катети якого змінюються прямо пропорційно величині струму I_a .

При збільшенні струму I_a , починаючи від нуля, зростають магнітний потік та напруга генератора. При досягненні струму обмотки якоря критичного значення, $I_a = I_{acr}$, магнітна система насичується та магнітний потік вже не зростає, а спадає за рахунок розмагнічувальної дії реакції якоря. Напруга генератора зменшується. Така зовнішня характеристика непридатна для більшості споживачів.

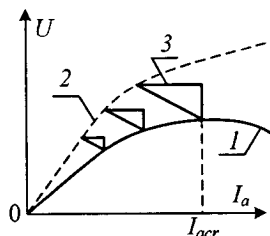


Рисунок 6.52 – Зовнішня характеристика генератора постійного струму послідовного збудження

Генератори постійного струму послідовного збудження використовуються дуже рідко, тільки в спеціальних установках.

6.11.6. Характеристики генераторів постійного струму змішаного збудження

Генератор змішаного збудження має дві обмотки збудження: основну (паралельна обмотка збудження) та допоміжну (послідовна обмотка збудження).

МРС послідовної обмотки збудження становить 10–15 % від МРС паралельної обмотки збудження. Зовнішня характеристика генератора змішаного збудження може бути отримана як результат дії основної та допоміжної обмоток збудження (рис. 6.53).

Добираючи параметрів паралельної та послідовної обмоток збуд-

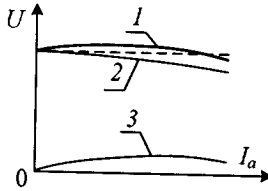


Рисунок 6.53 – Зовнішня характеристика генератора постійного струму змішаного збудження:

- 1 – зовнішня характеристика генератора;
- 2 – зовнішня характеристика від паралельної обмотки збудження;
- 3 – зовнішня характеристика від послідовної обмотки збудження

ження досягається практична постійність напруги генератора у всьому діапазоні змінювання струму I_a . Це важлива перевага генераторів зі змішаним збудженням.

6.12. Двигуни постійного струму

6.12.1. Загальні положення

Властивості двигунів постійного струму, як і генераторів, визначаються способом збудження. У зв'язку з цим розрізняють (рис. 6.54):

- ✓ двигуни незалежного збудження;
- ✓ двигуни паралельного збудження;
- ✓ двигуни послідовного збудження;
- ✓ двигуни змішаного збудження.

Так само, як і в генераторах, конструкція двигунів відрізняється виконанням обмотки збудження. До кола обмотки якоря двигуна постійного струму вмикається пускорегулювальний реостат R_{str} , до кола обмотки збудження – регулювальний реостат R_{re} .

6.12.2. Основні рівняння двигунів постійного струму

Основні співвідношення, що характеризують роботу машини постійного струму в режимі двигуна, подаються рівняннями, які є справедливими для всіх двигунів, незалежно від способу їх збудження.

Рівняння рівноваги напруги обмотки якоря складається за другим законом Кірхгофа для кола обмотки якоря. В колі обмотки якоря двигуна діють напруга живильної мережі U та ЕРС обмотки якоря E . ЕРС E і напруга U спрямовані зустрічно по контуру «мережа – коло обмотки якоря». Також у колі обмотки якоря є два спади напруги на опорі обмот-

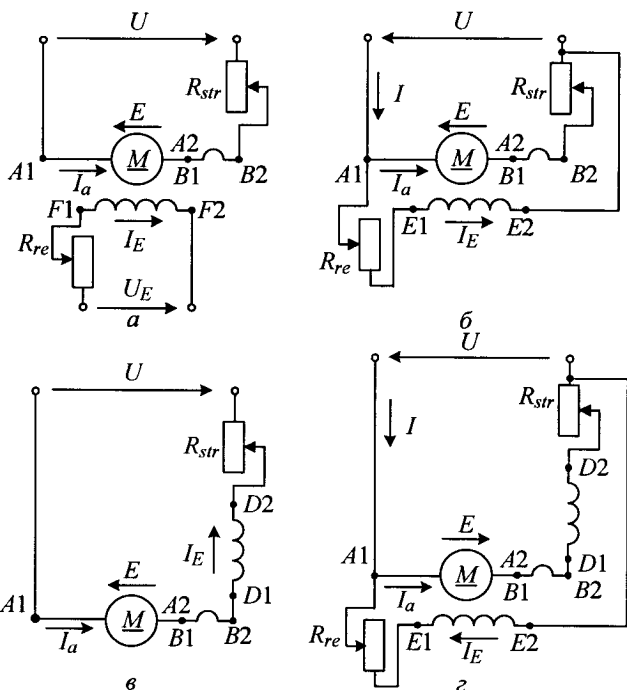


Рисунок 6.54 – Електричні схеми двигунів постійного струму:
 а – незалежного збудження; б – паралельного збудження;
 в – послідовного збудження; з – змішаного збудження

ки якоря $I_a \Sigma R_a$ та на щітковому контакті на парі щіток $2\Delta U_b$.

Рівняння рівноваги напруги обмотки якоря:

$$U - E = I_a \Sigma R_a + 2\Delta U_b. \quad (6.119)$$

Прикладена до обмотки якоря напруга врівноважується наведеною в обмотці якоря ЕРС E і спадом напруги на опорах кола обмотки якоря $I_a \Sigma R_a$ та на щіткових контактах $2\Delta U_b$ (6.107):

$$U = E + I_a \Sigma R_a + I_a R_b = E + I_a (\Sigma R_a + R_b). \quad (6.120)$$

Остаточно рівняння рівноваги напруги обмотки кола якоря

$$U = E + I_a R_a. \quad (6.121)$$

Струм обмотки якоря I_a зумовлюється сумісною дією напруги U та

ЕРС E . У двигуні напруга мережі завжди більша за ЕРС обмотки якоря, $U > E$, тому струм збігається за напрямком із прикладеною напругою U і має зустрічний напрямок із ЕРС E . З (6.121) випливає, що струм обмотки якоря в двигуні

$$I_a = \frac{U - E}{R_a}. \quad (6.122)$$

Якщо у двигунах постійного струму напруга $U = 100\%$, то ЕРС $E \approx 95\%$, а спад напруги $I_a R_a \approx 5\%$. Невеликі зміни ЕРС E через змінювання магнітного потоку призводять до різких змін струму обмотки якоря I_a (6.122).

Рівняння рівноваги моментів отримується при діленні (6.101) на кутову швидкість обертання якоря Ω :

$$\frac{P_{em}}{\Omega} = \frac{P}{\Omega} + \frac{P_{mec} + P_{mag}}{\Omega}. \quad (6.123)$$

Обертальний електромагнітний момент двигуна

$$M_{em} = M_{load} + M_o = M_{stat}, \quad (6.124)$$

де M_{load} – гальмівний момент навантаження двигуна, що створюється механізмом, який з'єднано з двигуном. Цей момент виконує корисну роботу двигуна, тому він ще називається корисним моментом;

M_{stat} – гальмівний момент статичного опору або статичний момент.

Обертальний електромагнітний момент врівноважується гальмівним моментом навантаження M_{load} та гальмівним моментом неробочого ходу M_o .

Момент неробочого ходу M_o відносно малий, тому в деяких практичних випадках моментом M_o нехтують.

Тоді обертальний електромагнітний момент врівноважується гальмівним моментом навантаження:

$$M_{em} = M_{load} = M_{stat}. \quad (6.125)$$

Рівняння (6.124) є справедливим при усталеному режимі роботи, тобто при постійній кутовій швидкості двигуна Ω . При зміні кутової швидкості Ω виникає динамічний момент M_{dyn} (4.116).

З урахуванням динамічного моменту рівняння рівноваги моментів має вигляд:

$$M_{em} = M_{stat} + M_{dyn} = M_{load} + M_o + J \frac{d\Omega}{dt}. \quad (6.126)$$

Якщо $M_{em} > M_{stat}$, тобто на валу надлишок обертового моменту, $M_{dyn} > 0$, $J \frac{d\Omega}{dt} > 0$, то частота обертання двигуна та з'єднаного з ним механізму зростає. Якщо $M_{em} < M_{stat}$, тобто на валу надлишок гальмівного моменту, $M_{dyn} < 0$, $J \frac{d\Omega}{dt} < 0$, то частота обертання двигуна та з'єднаного з ним механізму зменшується. Якщо $M_{em} = M_{stat}$, тобто на валу рівновага обертового та гальмівного моментів, $M_{dyn} = 0$, $J \frac{d\Omega}{dt} = 0$, то має місце усталений режим роботи.

Рівняння частоти обертання двигуна

Рівняння рівноваги напруг (6.121) з підстановкою (6.45) набуде вигляду:

$$U = C_E \cdot \Phi_\delta \cdot n + I_a R_a. \quad (6.127)$$

З (6.127) отримується залежність частоти обертання від струму обмотки якоря

$$n = \frac{U - I_a R_a}{C_E \cdot \Phi_\delta}. \quad (6.128)$$

З (6.49) отримується вираз струму обмотки якоря

$$I_a = \frac{M_{em}}{C_M \cdot \Phi_\delta}. \quad (6.129)$$

При підстановці (6.129) до (6.128) отримується залежність частоти обертання від електромагнітного моменту

$$n = \frac{U - \frac{M_{em}}{C_M \cdot \Phi_\delta} \cdot R_a}{C_E \cdot \Phi_\delta} = \frac{U}{C_E \cdot \Phi_\delta} - \frac{M_{em} \cdot R_a}{C_E \cdot C_M \cdot \Phi_\delta^2}. \quad (6.130)$$

6.12.3. Стійкість роботи двигунів постійного струму

Загальні положення стійкості роботи двигунів викладено в підрозд. 4.14. Встановлено, що стійкість роботи двигунів зумовлюється співвідношенням похідних електромагнітного та статичного моментів.

У точці A виконується умова $M_{em} = M_{stat}$. Двигун у точці A може працювати з усталеною частотою обертання необмежено довго.

При $\frac{dM_{em}}{dn} < \frac{dM_{stat}}{dn}$ під дією збурення (наприклад, коливання напруги мережі) частота обертання зростає від значення n_A до значення n' (рис. 6.55). Моменти змінилися до величин M'_{em} і M'_{stat} , причому

$M'_{em} < M'_{stat}$. На валу переважає гальмівний момент, частота обертання спадає до значення n_A . Двигун переходить до роботи в точку A .

Якщо під дією збурення частота обертання зменшилася до значення n'' , то моменти змінилися до величин M''_{em} і M''_{stat} , причому $M''_{em} > M''_{stat}$. На валу переважає обертальний момент, частота обертання зростає до значення n_A . Двигун переходить до роботи в точку A .

Отже, при $\frac{dM_{em}}{dn} < \frac{dM_{stat}}{dn}$, тобто

при спадній залежності $n(M)$, двигун має властивість внутрішнього автоматичного саморегулювання за законом $M_{em} = M_{stat}$. Регулювання здійснюється за рахунок змінювання частоти обертання.

При $\frac{dM_{em}}{dn} > \frac{dM_{stat}}{dn}$ під дією збу-

рення частота обертання зростає від значення n_A до значення n' (рис. 6.56). Моменти змінилися до величин M'_{em} і

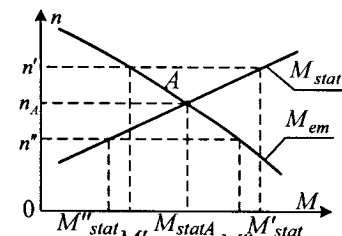


Рисунок 6.55 – Приклад змінювання електромагнітного та статичного моментів при спадній механічній характеристиці двигуна постійного струму

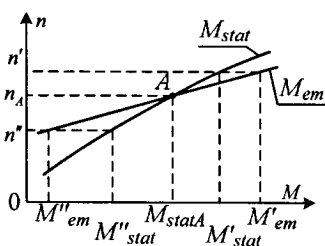


Рисунок 6.56 – Приклад змінювання електромагнітного та статичного моментів при зростаючій механічній характеристиці двигуна постійного струму

M'_{stat} , причому $M'_{em} > M'_{stat}$. На валу переважає обертальний момент, частота обертання зростає необмежено до повного руйнування машини або спрацювання системи захисту.

Якщо під дією збурення частота обертання зменшилася до значення n'' , то моменти змінилися до величин M''_{em} і M''_{stat} , причому $M''_{em} < M''_{stat}$. На валу переважає гальмівний момент, частота обертання зменшується до повної зупинки двигуна або спрацювання захисту. При повній зупинці двигун знаходиться під повною напругою в режимі короткого замикання, що призводить до важкої аварії. Якщо $\frac{dM_{em}}{dn} < \frac{dM_{stat}}{dn}$, то двигун стало працювати не може.

Двигун постійного струму повинен завжди мати спадну залежність $n(M)$, тобто спадну механічну характеристику. Тільки в цьому випадку забезпечується стала робота.

При роботі двигуна з деякою усталеною частотою обертання на валу існує рівновага моментів, $M_{em} = M_{stat}$. Якщо перевантажити двигун, то момент M_{stat} зростає та стане більшим за момент M_{em} , частота обертання n і ЕРС E (6.45) зменшаться. Струм I_a (6.122) і момент M_{em} (6.49) збільшаться. Цей процес триватиме доти, доки знов не настане рівновага моментів на валу. Ця рівновага настане при частоті обертання, меншій за початкову. При збільшенні навантаження на валу струм двигуна зростає. Тому перевантаження двигуна дуже небезпечно.

Якщо момент M_{stat} зменшиться та стане меншим за момент M_{em} , частота обертання n і ЕРС E (6.45) збільшаться. Струм I_a (6.122) і момент M_{em} (6.49) зменшаться. Цей процес триватиме доти, доки знов не настане рівновага моментів на валу. Ця рівновага настане при частоті обертання, більшій за початкову. При спадній механічній характеристиці двигун постійного струму має здатність переходити з одного усталеного режиму до іншого слідом за змінюванням навантаження на валу.

6.12.4. Характеристики двигунів постійного струму паралельного та незалежного збудження

Властивості двигунів визначаються за допомогою: електромеханічної, моментної та механічної характеристик.

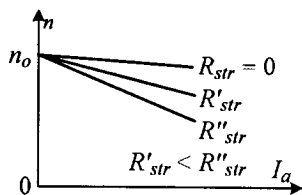


Рисунок 6.57 – Електромеханічна характеристика двигуна постійного струму паралельного та незалежного збудження

опору в колі обмотки якоря R_{str} (див. рис. 6.53, а, б):

$$n = \frac{U - I_a(R_a + R_{str})}{C_E \cdot \Phi_\delta} = \frac{U}{C_E \cdot \Phi_\delta} - \frac{I_a(R_a + R_{str})}{C_E \cdot \Phi_\delta} = n_0 - \Delta n_I, \quad (6.131)$$

де n_0 - частота обертання неробочого ходу; Δn_I - нахил характеристики.

Зі зростанням опору R_{str} нахил електромеханічної характеристики Δn_I зростає.

Електромеханічна характеристика при опорі $R_{str} = 0$ називається природною, при $R_{str} \neq 0$ – реостатною.

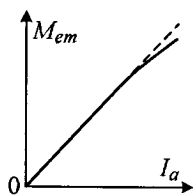


Рисунок 6.58 – Моментна характеристика двигуна постійного струму паралельного та незалежного збудження

2. *Моментною характеристикою* є залежність електромагнітного моменту від струму обмотки якоря $M_{em}(I_a)$ при незмінних номінальних струмі збудження, $I_{EN} = \text{const}$, та напрузі, $U_N = \text{const}$ (рис. 6.58).

Рівняння моментної характеристики впливає з (6.49). Якщо магнітний потік Φ_δ незмінний, то моментна характеристика є прямою. Насправді зі зростанням струму I_a магнітний потік Φ_δ зменшується під впливом реакції якоря. Тому реальна характеристика проходить нижче.

3. *Механічною характеристикою* є залежність частоти обертання від електромагнітного моменту $n(M_{em})$ при незмінних номінальних струмі збудження, $I_{EN} = \text{const}$, та напрузі, $U_N = \text{const}$ (рис. 6.59).

Рівняння механічної характеристики виходить з (6.131) з підста-

новкою величини I_a з (6.129):

$$n = \frac{U}{C_E \cdot \Phi_\delta} - \frac{M_{em} \cdot (R_a + R_{str})}{C_E \cdot C_M \cdot \Phi_\delta^2} = n_o - \Delta n_M, \quad (6.132)$$

де Δn_M – нахил механічної характеристики.

Механічні характеристики подібні до електромеханічних. Розрізняють природну та реостатні механічні характеристики.

Зменшення частоти обертання при переході з режиму неробочого ходу до режиму навантаження визначається у відсотках від номінальної частоти обертання,

$$\Delta n\% = \frac{n_o - n_N}{n_N} \cdot 100\%. \quad (6.133)$$

У двигунів постійного струму паралельного та незалежного збудження величина $\Delta n\%$ становить 2–5 %, тобто природна механічна характеристика є жорсткою.

Якщо гальмівний корисний момент на валу відсутній, $M_{load} = 0$, то двигун знаходиться в режимі неробочого ходу, в обмотці якоря існує струм неробочого ходу, $I_a = I_{ao}$, якір обертається з частотою обертання неробочого ходу, $n = n_o$. Струм I_{ao} створює електромагнітний момент неробочого ходу, який врівноважує гальмівний момент, створений механічними та магнітними втратами потужності, $M_{emo} = M_o$.

Залежно від параметрів двигуна постійного струму паралельного збудження електромеханічна та механічні характеристики можуть спадати або задиратися при збільшенні навантаження.

З рівняння електромеханічної характеристики (6.131) випливає, що при зростанні навантаження, тобто струму I_a , одночасно збільшується спад напруги $I_a(R_a + R_{str})$ та зменшується магнітний потік $\Delta\Phi$ під дією реакції якоря. Залежно від того, що перевищує, частота обертання при збільшенні струму I_a буде знижуватися або зростати. В останньому ви-

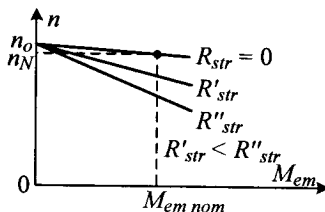


Рисунок 6.59 – Механічна характеристика двигуна постійного струму паралельного та незалежного збудження

падку робота двигуна постійного струму буде несталою.

Засоби боротьби з цим явищем на різних стадіях життєвого циклу двигуна:

- на стадії проектування необхідно збільшувати повітряний проміжок для послаблення розмагнічувальної дії реакції якоря;
- на стадії проектування або випробувань дослідних зразків при виявленні такого явища двигуни забезпечуються легкою послідовною обмоткою, що вмикається узгоджено з основною обмоткою збудження. Ця легка послідовна обмотка компенсує розмагнічувальну дію реакції якоря, та магнітний потік залишається приблизно постійним;
- на двигуні, що експлуатується, для надання спадного характеру механічній характеристиці необхідно до кола якоря увімкнути додатковий опір. Недоліком цього засобу є втрати потужності в додатковому опорі.

6.12.5. Двигуни постійного струму послідовного збудження

У двигунах послідовного збудження струм обмотки якоря дорівнює струму збудження, $I_a = I_E$ (див. рис. 6.54, *в*). Отже, при змінюванні струму I_a буде змінюватися магнітний потік, тобто існує залежність $\Phi(I_a)$, яка є нелінійною. Тому аналітичні вирази для електромеханічної, моментної, механічної характеристик дуже складні. Для спрощення аналізу характеристик розмагнічувальна дія реакції якоря вважається відсутньою.

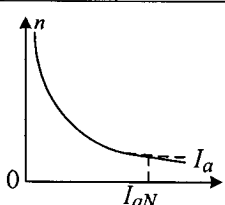
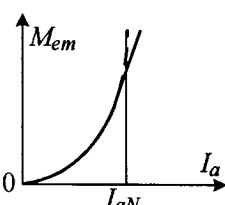
Якісний аналіз характеристик для двох випадків (коли магнітна система двигуна ненасичена (для $I_a < 0,8I_{aN}$) та коли магнітна система насичена (для $I_a > 0,8I_{aN}$)) розглядається в табл. 6.1.

Зменшення магнітного потоку під дією реакції якоря призводить до зміни характеристик, що показано переривчастими лініями на залежностях $n(I_a)$, $M_{em}(I_a)$, $n(M_{em})$.

При зменшенні навантаження на валу струм I_a зменшується, частота обертання n різко зростає (див. електромеханічну характеристику). Це може спричинити руйнування двигуна. Тому згідно зі стандартом мінімально допустиме навантаження для двигунів послідовного збудження має бути не меншим за $0,25M_N$. Неробочий хід для такого двигуна неприпустимий. Тому з'єднання таких двигунів із навантаженням вико-

нується тільки через жорсткі муфти. Застосування пасових передач не припускається.

Таблиця 6.1 – Порівняння процесів у двигунах постійного струму послідовного збудження при ненасиченій та насиченій магнітній системі

Ненасичена магнітна система	Насичена магнітна система
$\Phi_{\delta} = k_{\Phi} I_a$	$\Phi_{\delta} \approx \text{const}$
Електромеханічна характеристика $n(I_a)$ при $U_N = \text{const}$	
$n = \frac{U}{C_E \Phi_{\delta}} - \frac{I_a (R_a + R_{str})}{C_E \Phi_{\delta}} =$ $= \frac{U}{C_E k_{\Phi} I_a} - \frac{I_a (R_a + R_{str})}{C_E k_{\Phi} I_a} =$ $= C_1 \frac{U}{I_a} - C_2$	$n = \frac{U}{C_E \Phi_{\delta}} - \frac{I_a (R_a + R_{str})}{C_E \Phi_{\delta}} =$ $= C_3 U - C_4 I_a$
характер залежності – гіперболічний	характер залежності – лінійний
	
Моментна характеристика $M_{em}(I_a)$ при $U_N = \text{const}$	
$M = C_M \Phi_{\delta} I_a = C_M k_{\Phi} I_a I_a = C_5 I_a^2;$ $I_a = \sqrt{\frac{M}{C_5}}$	$M = C_M \Phi_{\delta} I_a = C_6 I_a;$ $I_a = \frac{M}{C_6}$
характер залежності – параболічний	характер залежності – лінійний
	

Продовження табл. 6.1

Механічна характеристика $n(M_{em})$ при $U_N = \text{const}$

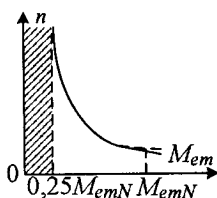
Формула для отримання механічної характеристики утворюється підстановкою формули струму з моментної характеристики до рівняння електромеханічної характеристики

$$n = C_1 \frac{U}{\sqrt{\frac{M}{C_5}}} - C_2 = C_7 \frac{U}{\sqrt{M}} - C_2$$

$$n = C_3 U - C_4 \frac{M}{C_6} = \\ = C_3 U - C_8 M$$

характер залежності – гіперболічний

характер залежності – лінійний



Через малість струму I_a при малих навантаженнях рівняння для кола обмотки якоря (6.127) можна скоротити на спад напруги $I_a R_a$:

$$U \approx C_E n \Phi_\delta. \quad (6.134)$$

При малому струмі I_a буде малим магнітний потік Φ . Тому для рівноваження прикладеної напруги U частота обертання n повинна різко зростати.

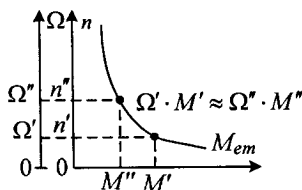


Рисунок 6.60 – Механічна характеристика двигуна постійного струму послідовного збудження в режимі постійної вихідної потужності

Частота обертання двигуна при змінюванні навантаження від мінімально допустимого до номінального зменшується приблизно в 1,5–2 рази. Така характеристика називається м'якою, є найпридатнішою для вантажопідйомних механізмів та для електричної тяги. Електротранспортні засоби працюють у режимі $P = M\Omega = \text{const}$. У двигунів послідовного збудження цей режим утворюється автоматично (рис. 6.60).

6.12.6. Робочі характеристики двигунів постійного струму паралельного збудження

Робочими характеристиками двигуна постійного струму паралельного збудження є залежності частоти обертання n , моменту на валу M , струму обмотки якоря I_a , ККД η від корисної потужності P при незмінних номінальних струмі збудження, $I_{EN} = \text{const}$, та напрузі, $U_N = \text{const}$ (рис. 6.61).

1. Залежність $n(P)$. Зростання корисної потужності P відбувається за рахунок струму I_a . Залежність $n(P)$ подібна до залежності $n(I_a)$, тобто жорстка.

2. Залежність $M(P)$. Зв'язок між моментом M та потужністю P пояснюється (6.97) і (4.50). Через те, що частота обертання майже не змінюється, $n \approx \text{const}$, то залежність $M(P)$ є майже прямою лінією. Залежність $M_{em}(P)$ подібна до залежності $M(P)$, але проходить вище на величину моменту M_0 у відповідності до (6.112).

3. Залежність $I_a(P)$. Як встановлено, струм I_a пропорційний потужності P . Характеристика майже прямолінійна. Струм I_a зі зростанням потужності P збільшується декілька більшою мірою, ніж момент M , тому що $M = C_M \Phi I_a$, а магнітний потік Φ зі зростанням струму I_a зменшується. Надлишкове зростання I_a компенсує зменшення магнітного потоку Φ під дією розмагнічувальної реакції якоря.

4. Залежність $\eta(P)$ така сама, як і в усіх електричних машинах. Максимум ККД досягається при однаковості змінних та постійних втрат. До змінних втрат двигуна постійного струму паралельного збудження належать електричні втрати обмотки якоря P_{el} , електричні втрати в щітковому контакті P_{elb} , додаткові втрати P_{ad} . До постійних втрат належать магнітні втрати якоря P_{mag} , механічні втрати P_{mec} , електричні втрати обмотки збудження P_E .

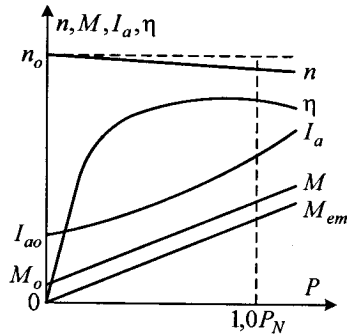


Рисунок 6.61– Робочі характеристики двигуна постійного струму паралельного збудження

Величина ККД у номінальному режимі залежить від номінальної потужності машини постійного струму. Для машин малої потужності ККД становить 0,6–0,75, для машин середньої та великої потужності – 0,8–0,94.

6.12.7. Робочі характеристики двигунів послідовного збудження

Робочими характеристиками двигуна постійного струму послідовного збудження є залежності частоти обертання n , моменту на валу M , струму обмотки якоря I_a , ККД η від корисної потужності P при незмінній номінальній напрузі $U_N = \text{const}$ (рис. 6.62).

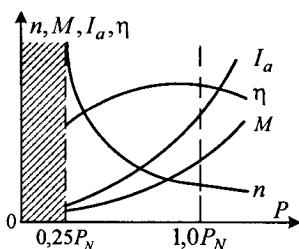


Рисунок 6.62 – Робочі характеристики двигуна постійного струму послідовного збудження

1. Залежність $n(P)$ подібна до електромеханічної характеристики. Являє собою сполучення гіперболи з плавним переходом до прямої лінії.

2. Залежність $M(P)$. Наскільки істотно та нелінійно змінюється частота обертання n , настільки істотно та нелінійно буде змінюватися момент M . Залежність подібна до моментної характеристики та є сполученням параболи і прямої лінії.

3. Залежність $I_a(P)$. У ненасиченому режимі струм I_a прямо пропорційний \sqrt{M} , у насиченому режимі – M . У ненасиченому режимі струм I_a зростає повільніше, ніж момент M . У насиченому режимі інтенсивність зростання моменту M та струму I_a приблизно однакова.

4. Залежність $\eta(P)$ така сама, як і в усіх електричних машинах.

Як і для двигуна паралельного збудження, максимум ККД настає при однаковості постійних та змінних втрат потужності. До змінних втрат двигуна постійного струму послідовного збудження належать електричні втрати обмотки якоря $P_{el\alpha}$, електричні втрати обмотки збудження P_E , електричні втрати в щітковому контакті $P_{el\beta}$, додаткові втрати P_{ad} . Постійними втратами двигуна постійного струму послідовного збудження є сума магнітних P_{mag} і механічних втрат P_{mec} у номінальному режи-

мі. Коли потужність P зростає, частота обертання n спадає. Це означає, що втрати P_{mec} також спадають. Втрати P_{mag} при зростанні навантаження збільшуються, не зважаючи на зменшення частоти перемагнічування ($P_{mag} \sim f^\beta B^2$, де $\beta < 2$).

6.12.8. Порівняння двигунів постійного струму паралельного та послідовного збудження

Порівняння проводиться в табл. 6.2.

Таблиця 6.2 – Властивості двигунів постійного струму паралельного та послідовного збудження

Двигуни паралельного збудження	Двигуни послідовного збудження
$P_{in} = \Omega \cdot M$	$P_{in} = \Omega \cdot M$
$\Omega = \text{const}$	$\Omega \sim \frac{1}{\sqrt{M}}$
$P_{in} \sim M$	$P_{in} \sim \sqrt{M}$
$M \sim I_a$	$M \sim I_a^2$
$I_a \sim M$	$I_a \sim \sqrt{M}$

Двигуни послідовного збудження легше переносять перевантаження, наприклад, при зростанні статичного моменту на валу в 2 рази у двигунів паралельного збудження споживаний струм і споживана потужність зростають також в 2 рази, а у двигунів послідовного збудження – в $\sqrt{2}$ раз. Це пояснюється тим, що у двигунів послідовного збудження зростання струму обмотки якоря означає збільшення магнітного потоку.

При однаковій допустимій кратності пускового струму $k_{I1} = \frac{I_{a1}}{I_{aN}}$

пусковий момент у двигунів із послідовним збудженням більший, ніж у двигунів із паралельним збудженням. Інтенсивність зростання струму при збільшенні навантаження у двигунів із послідовним збудженням буде меншою.

6.12.9. Двигуни постійного струму змішаного збудження

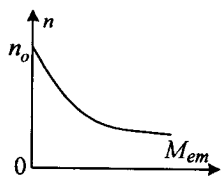


Рисунок 6.63 –
Механічна
характеристика
двигуна постійного
струму змішаного
збудження

Двигуни змішаного збудження мають дві обмотки збудження: паралельну та послідовну (див. рис. 6.54, *з*). Властивості двигунів, тобто їх характеристики, визначаються співвідношенням МРС обмоток збудження. Механічна характеристика цього двигуна м'яка, але на відміну від двигунів послідовного збудження він допускає неробочий хід та має фіксовану частоту обертання неробочого ходу n_0 , яка визначається магнітним потоком, що створений паралельною обмоткою збудження (рис. 6.63).

6.12.10. Пуск двигунів постійного струму

6.12.10.1. Загальні положення

На початку пуску якір не обертається, частота обертання $n = 0$. Згідно з (6.45) ЕРС в обмотці якоря не наводиться, $E = 0$. Тоді пусковий струм обмотки якоря з (6.122)

$$I_{a1} = \frac{U}{R_a}. \quad (6.135)$$

Пусковий струм обмотки якоря перевищує номінальний в 10–20 разів, $I_{a1} = (10-20)I_{aN}$. Такий струм є неприпустимим для двигунів постійного струму за умовами комутації та нагріву. Отже, основною проблемою пуску є обмеження пускового струму.

Спосіб пуску залежить від потужності двигуна.

6.12.10.2. Прямий пуск

При прямому пуску двигун M вмикається вимикачем Q до мережі постійного струму без допоміжних пристроїв (рис. 6.64). Такий спосіб пуску допускається тільки для двигунів потужністю до 1 кВт. У цих двигунів великий опір кола якоря. Пусковий струм I_{a1} не перевищує $3I_{aN}$. Пуск триває декілька секунд, двигун перегріється не встигає, незважаючи на

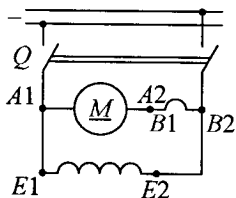


Рисунок 6.64 –
Електрична схема
прямого пуску двигунів
постійного струму
паралельного збудження

великий пусковий струм. Двигун витримує прямий пуск без пошкоджень.

Для двигунів потужністю до 5 кВт можливий прямий пуск без навантаження, тобто в режимі неробочого ходу.

6.12.10.3. Реостатний пуск

Для здійснення реостатного пуску (рис. 6.65) до кола обмотки якоря двигуна M на період пуску вмикається пусковий реостат R_{str} , який має від 3 до 6 ступенів. Перед початком пуску двигуна M реостат R_{str} виводиться на максимум. Вимикачем $Q1$ двигун підключається до мережі постійного струму. У міру розгону двигуна опір пускового реостата R_{str} зменшують. Після завершення процесу пуску вимикачем $Q2$ з кола обмотки статора вмикається реостат R_{str} , тому що він розрахований на короткочасну роботу.

Реостатний пуск широко використовується для двигунів малої та середньої потужності.

Величина максимально допустимого пускового струму обмотки якоря I_{a1max} залежно від потужності двигуна обирається в діапазоні $(1,5-2,0)I_{aN}$. Величина мінімального пускового струму обмотки якоря I_{a1min} обирається так, щоб момент двигуна був більший за гальмівний момент на валу. Можна вважати, що $I_{a1min} = I_{aN}$. Пуск починається за характеристикою 1 (рис. 6.66), яка відповідає максимальному опору пускового реостата (точка A). У міру розгону двигуна частота обертання n збільшується. Отже ЕРС E зростає, а струм I_a зменшується. Коли струм $I_a = I_{a1min}$, вмикається перший ступінь пускового реостата (точка B). Струм двигуна стрибком збільшується до значення I_{a1max} (точка C). Двигун про-

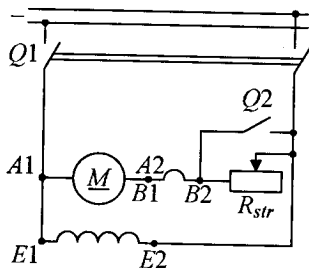


Рисунок 6.65 – Електрична схема реостатного пуску двигунів постійного струму паралельного збудження

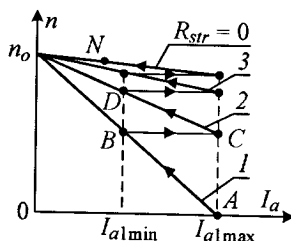


Рисунок 6.66 – Електромеханічні характеристики двигуна постійного струму паралельного збудження при реостатному пуску

довжує розгін за характеристикою 2. В точці D характеристики 2 вимикається другий ступінь пускового реостата та двигун переходить на розгін за характеристикою 3 і т. д. впритул до виходу на усталений режим на природній характеристиці (точка N). В точці N виконується рівняння рівноваги моментів на валу двигуна, тобто електромагнітний момент зрівноважується статичним моментом, $M_{em} = M_{stat}$.

Визначення опорів ступенів пускового реостата

Для точки A (див. рис. 6.66) струм $I_a = I_{a1max}$, частота обертання $n = 0$, ЕРС $E = 0$. З (6.122) з урахуванням пускового опору для точки A R_{strA} струм обмотки якоря

$$I_a = I_{a1max} = \frac{U}{R_a + R_{strA}}. \quad (6.136)$$

З (6.136) опір пускового реостата на першому ступені

$$R_{strA} = \frac{U}{I_{a1max}} - R_a. \quad (6.137)$$

Для точки B частота обертання з (6.128) та з урахуванням опору R_{strA}

$$n_B = \frac{U - I_{a1min}(R_a + R_{strA})}{C_E \cdot \Phi_\delta}. \quad (6.138)$$

Після відключення першого ступеня пускового реостата в точці B струм збільшується стрибком до значення I_{a1max} , а частота обертання залишається незмінною.

У точці C струм обмотки якоря

$$I_{a1max} = \frac{U - C_E \cdot \Phi_\delta \cdot n_B}{R_a + R_{strC}}. \quad (6.139)$$

Звідки опір пускового реостата після відключення першого ступеня

$$R_{strC} = \frac{U - C_E \cdot \Phi_\delta \cdot n_B}{I_{a1max}} - R_a \quad (6.140)$$

і так далі.

Середнє значення пускового моменту

$$M_{1mid} = \frac{M_{1max} + M_{1min}}{2}. \quad (6.141)$$

Моментів M_{1min} відповідає струм I_{a1min} , моменту M_{1max} відповідає струм I_{a1max} .

Тривалість пуску залежить від величини моменту M_{1mid} .

6.12.10.4. Пуск плавним підвищенням напруги

Для двигунів постійного струму великої потужності габарити пускового реостата дуже великі, втрати потужності в ньому також великі, тому пуск здійснюється підвищенням напруги.

Для плавного підвищення напруги необхідно мати джерело регулювання напруги від нуля. Таким джерелом може бути генератор незалежного збудження або керований випрямляч.

Також застосовується ступеневе підвищення напруги при груповому вмиканні двигунів, наприклад, в електровозах. Напруга на двигунах в процесі пуску підвищується за рахунок змінювання схеми з'єднання двигунів (рис. 6.67).

У початковий момент пуску всі двигуни вмикаються послідовно (рис. 6.67, а), напруга двигуна становить 0,25 напруги лінії, $U = 0,25U_{lin}$. У міру розгону двигуни перез'єднуються, напруга двигуна становить 0,5 напруги лінії, $U = 0,5U_{lin}$ (рис. 6.67, б). Після закінчення розгону двигуни з'єднуються паралельно, напруга двигуна дорівнює напрузі лінії, $U = U_{lin}$ (рис. 6.67, в).

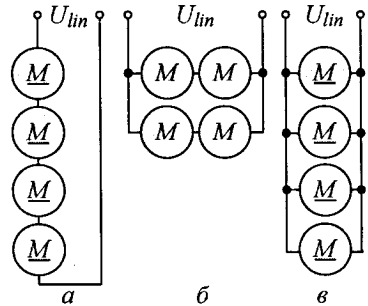


Рисунок 6.67 – Електрична схема пуску двигунів постійного струму при груповому вмиканні

6.12.11. Регулювання частоти обертання двигунів постійного струму

6.12.11.1. Загальні положення

Перевагою двигунів постійного струму є можливість плавного економічного регулювання частоти обертання в широкому діапазоні. Ця перевага компенсує складність конструкції та підвищену ціну двигунів постійного струму порівняно з асинхронними двигунами.

З рівняння електромеханічної характеристики (6.131) виходять способи регулювання:

- ✓ змінюванням спаду напруги в колі якоря (вмикання до кола якоря реостата);
- ✓ змінюванням магнітного потоку збудження;
- ✓ змінюванням живильної напруги.

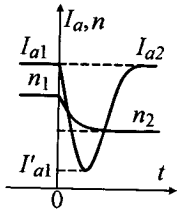


Рисунок 6.68 – Зміна струму обмотки якоря та частоти обертавання при вмиканні до кола обмотки якоря реостату

6.12.11.2. Регулювання частоти обертавання двигунів постійного струму змінюванням спаду напруги в колі обмотки якоря

Двигуни паралельного збудження

Аналіз регулювання частоти обертавання двигуна постійного струму проводиться при незмінних напрузі, що підведена до двигуна, $U = \text{const}$, струмі збудження, $I_E = \text{const}$ (отже, незмінному магнітному потоці, $\Phi_\delta = \text{const}$), статичному моменті, $M_{stat} = \text{const}$. Розмагнічувальною дією реакції якоря нехтують.

На початку регулювання двигун працює з частотою обертавання n_1 та моментом $M_{em} = M_{stat} = \text{const}$ (рис. 6.68). Струм двигуна до вмикання реостата з (6.122) та урахуванням (6.45)

$$I_{a1} = \frac{U - E}{R_a} = \frac{U - C_E \cdot n_1 \cdot \Phi_\delta}{R_a}. \quad (6.142)$$

При вмиканні до кола обмотки якоря реостата з активним опором R_r , частота обертавання миттєво змінитися не може та залишається n_1 . Струм двигуна в перший момент часу після вмикання

$$I'_{a1} = \frac{U - C_E \cdot n_1 \cdot \Phi_\delta}{R_a + R_r}. \quad (6.143)$$

Після вмикання реостата з активним опором R_r , до кола обмотки якоря струм обмотки якоря зменшується, $I'_{a1} < I_{a1}$. Електромагнітний момент двигуна зменшується відповідно до (6.49) та стає меншим за статичний момент, $M_{em} < M_{stat}$. На валу виникає надлишок гальмівного моменту, частота обертавання n спадає. ЕРС E зменшується, струм I_a збільшується, момент M_{em} зростає. Процес продовжується доти, доки знов

не настане рівновага моментів на валу при деякій частоті обертання $n_2 < n_1$. Оскільки момент M_{stat} залишається незмінним, момент M_{em} також повинен зберігтися (рис. 6.69). Тому струм обмотки якоря до вмикання реостата та після залишається таким самим, $I_{a1} = I_{a2}$ (рис. 6.70).

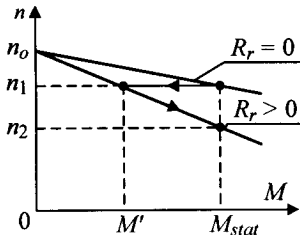


Рисунок 6.69 – Механічні характеристики двигуна постійного струму паралельного збудження при регулюванні частоти обертання змінюванням спаду напруги в колі обмотки якоря

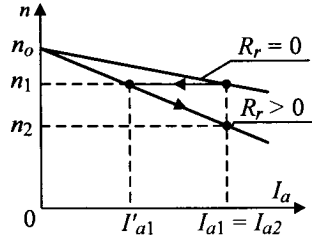


Рисунок 6.70 – Електромеханічні характеристики двигуна постійного струму паралельного збудження при регулюванні частоти обертання змінюванням спаду напруги в колі обмотки якоря

При такому способі регулювання частота обертання n_o не змінюється, а нахил характеристики Δn зростає при збільшенні опору R_r . Спосіб дозволяє отримати плавне регулювання вниз від номінальної частоти обертання в широкому діапазоні. Недоліком цього способу є його нееконномічність, тому що є великі втрати потужності в опорі R_r . Підведена потужність P_{in} залишається постійною через незмінність напруги U та струму I_a відповідно до (6.92). Вихідна потужність P (6.97) зменшується через зменшення кутової частоти Ω . Отже, ККД також знижується згідно з (4.61).

Двигуни з послідовним збудженням

Аналіз регулювання частоти обертання двигуна постійного струму проводиться при незмінній напрузі, що підведена до двигуна, $U = \text{const}$, та статичному моменті, $M_{stat} = \text{const}$. Розмагнічувальною дією реакції якоря нехтують.

Для двигунів із послідовним збудженням змінювання величин при регулюванні частоти обертання буде залежати від магнітного стану двигуна. Якщо магнітна система двигуна є насиченою, то можна вважати,

що його магнітний потік постійний, та перехідний процес при вмиканні реостата відбувається приблизно так само, як і в двигунах паралельного збудження.

При ненасиченій магнітній системі двигуна магнітний потік прямо пропорційний струму обмотки якоря (див. табл. 6.1),

$$\Phi_{\delta} = k_{\Phi} I_a. \quad (6.144)$$

Рівняння для кола обмотки якоря за другим законом Кірхгофа за (6.121) з урахуванням (6.144):

$$U = E + I_a R_a = C_E n \Phi_{\delta} + I_a R_a = C_E n k_{\Phi} I_a + I_a R_a; \quad (6.145)$$

звідки струм обмотки якоря двигуна послідовного збудження

$$I_a = \frac{U}{C_E n k_{\Phi} + R_a}. \quad (6.146)$$

На початку регулювання двигун працює з частотою обертання n_1 в моментом $M_{em} = M_{stat} = \text{const}$. Струм двигуна до вмикання реостата з (6.146)

$$I_{a1} = \frac{U}{C_E n_1 k_{\Phi} + R_a}. \quad (6.147)$$

При вмиканні до кола обмотки якоря реостата з активним опором R_r частота обертання миттєво зміниться не може та залишається n_1 . Струм двигуна в перший момент часу після вмикання

$$I'_{a1} = \frac{U}{C_E n_1 k_{\Phi} + (R_a + R_r)}. \quad (6.148)$$

Відношення струмів обмотки якоря після та до вмикання реостата з (6.148) та (6.147) становитиме:

$$\frac{I_{a1}}{I'_{a1}} = \frac{C_E n_1 k_{\Phi} + (R_a + R_r)}{C_E n_1 k_{\Phi} + R_a}. \quad (6.149)$$

У правій частині (6.149) перші доданки в чисельнику та знаменнику значно більші, ніж другі. Тому навіть при вмиканні реостата зі значним опором R_r змінювання струму I_a буде значно меншим, ніж в двигунах паралельного збудження.

У цілому перехідний процес відбувається так само, як і в двигунах паралельного збудження, тільки ступінь зменшення частоти обертання n буде значно меншим, ніж у двигунів паралельного збудження (рис. 6.71).

Слабка чутливість двигуна з ненасиченою магнітною системою послідовного збудження пояснюється тим, що зменшення струму I_a через вмикання реостата з опором R_r , означає зменшення магнітного потоку Φ . Зменшення магнітного потоку Φ приводить до значно меншого зменшення струму I_a , ніж у випадку насиченої магнітної системи.

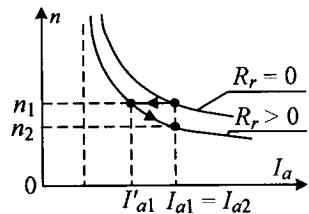


Рисунок 6.71 –
Електромеханічні
характеристики двигуна
постійного струму
послідовного збудження при
регулюванні частоти
обертання змінюванням спаду
напруги в колі обмотки якоря

6.12.11.3. Регулювання частоти обертання двигунів постійного струму змінюванням величини магнітного потоку

Двигуни постійного струму, як правило, виконуються насиченими. Тому для збільшення магнітного потоку від номінального необхідно істотне збільшення струму збудження. При цьому зростають втрати потужності в обмотці збудження, збільшується її нагрів. На практиці для регулювання частоти обертання змінюванням величини магнітного потоку магнітний потік тільки зменшують. У зв'язку з цим спосіб регулювання ще називається регулюванням частоти обертання шляхом послаблення магнітного поля головних полюсів.

Двигуни паралельного збудження

Аналіз регулювання частоти обертання двигуна постійного струму проводиться при незмінних напрузі, що підведена до двигуна, $U = \text{const}$, та статичному моменті, $M_{\text{stat}} = \text{const}$.

На початку регулювання двигун працює з частотою обертання n_1 , зі струмом збудження I_{E1} , магнітним потоком $\Phi_{\delta 1}$, ЕРС E_1 , з моментом $M_{em} = M_{\text{stat}}$. Струм обмотки якоря I_{a1} такий самий, як в (6.142).

До кола обмотки збудження вмикається реостат активним опором R_{re} (див. рис. 6.54, б). Через спад напруги на опорі R_{re} струм обмотки збудження зменшиться, $I_{E2} < I_{E1}$, магнітний потік також зменшиться,

$$\Phi_{\delta 2} < \Phi_{\delta 1}.$$

Струм обмотки якоря одразу після вмикання реостата з опором R_{re}

$$I'_{a1} = \frac{U - E_2}{R_a} = \frac{U - C_E n_1 \Phi_{\delta 2}}{R_a}. \quad (6.150)$$

Відношення струмів обмотки якоря після та до вмикання реостата з (6.150) та (6.142):

$$\frac{I'_{a1}}{I_{a1}} = \frac{U - C_E n_1 \Phi_{\delta 2}}{U - C_E n_1 \Phi_{\delta 1}}. \quad (6.151)$$

Якщо $\Phi_{\delta 2} = 0,8\Phi_{\delta 1}$, $E_1 = 0,95U$, тоді $\frac{I'_{a1}}{I_{a1}} \approx 5$.

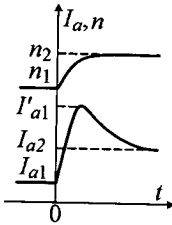


Рисунок 6.72 – Зміна струму обмотки якоря та частоти обертання при зменшенні магнітного потоку

Тобто струм обмотки якоря збільшиться в 5 разів (рис. 6.72). Регулювання струму обмотки збудження необхідно здійснювати дуже плавно, постійно контролюючи струм обмотки якоря, тому що незначні зміни магнітного потоку Φ призводять до суттєвих змін струму обмотки якоря I_a .

Таким чином, струм I_a істотно збільшиться, електромагнітний момент M_{em} також зросте та стане більшим за статичний, $M_{em} > M_{stat}$. Частота обертання n почне зростати. Зростання частоти обертання n призводить до збільшення ЕРС E , що викличе зменшення струму I_a та моменту M_{em} . Процес триватиме доки знов не настане рівновага моментів при частоті обертання $n_2 > n_1$. Для збереження моменту, $M_{em} = M_{stat}$, при зменшенні магнітного потоку Φ струм I_a повинен зростати відповідно до (6.49). Отже, при регулюванні частоти обертання уверх струм обмотки якоря зростає, $I_{a2} > I_{a1}$ (рис. 6.73). Через те, що мо-

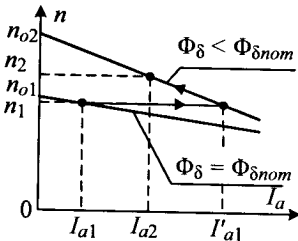


Рисунок 6.73 – Електромеханічні характеристики двигуна постійного струму паралельного збудження при регулюванні частоти обертання змінюванням величини магнітного потоку

мент M_{stat} залишається незмінним, момент M_{em} також має бути незмінним (рис. 6.74).

Згідно з рівнянням електро-механічної характеристики (6.131), якщо магнітний потік Φ_δ зменшується, то частота обертання n_0 та нахил характеристики Δn_l зростають (див. рис. 6.73).

При переході до режиму з більшою частотою обертання зі збільшенням струму I_a реактивної

ЕРС E_r також зростатиме відповідно до (6.80). З урахуванням послаблення поля головних полюсів зростає дія реакції якоря, що спотворює розподіл $B_\delta(x)$. Погіршуються умови роботи колектора, виникає іскріння щіток. З урахуванням цих обставин у двигунах загальнопромислового призначення кратність частоти обертання на повинна перевищувати 2, $\frac{n_{max}}{n_N} \leq 2$, у спеціально спроектованих двигунах – можлива до 5.

При цьому способі регулювання двигун споживає більшу потужність P_{in} через зростання струму I_a відповідно до (6.92). Вихідна потужність P (6.97) також зростає через збільшення кутової частоти Ω . ККД (4.61) зберігає своє значення або зростає.

Регулювання частоти обертання двигунів паралельного збудження змінюванням магнітного потоку є економічним, простим способом, який забезпечує широкий діапазон регулювання.

Двигуни послідовного збудження

Величину магнітного потоку в цьому двигуні можна регулювати:

- шунтуванням обмотки збудження;
- секціонуванням обмотки збудження;
- шунтуванням обмотки якоря.

Двигун постійного струму послідовного збудження M вмикається до мережі вимикачем $Q1$ (рис. 6.75). Шунтування обмотки якоря здійснюється вимикачем $Q2$, а обмотки збудження – $Q3$. До кіл обмоток якоря та збудження вмикають шунтувальні реостати з активними опорами R_{sha} і

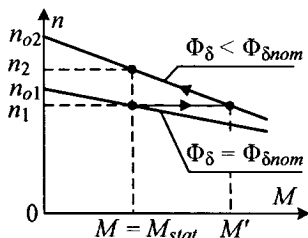


Рисунок 6.74 – Механічні характеристики двигуна постійного струму паралельного збудження при регулюванні частоти обертання змінюванням величини магнітного потоку

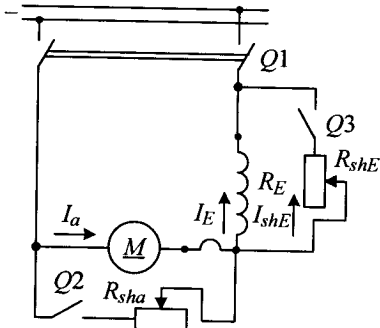


Рисунок 6.75 – Електрична схема регулювання частоти обертання двигуна постійного струму послідовного збудження змінюванням величини магнітного потоку

$$M_{em} = M_{stat}.$$

До початку регулювання частоти обертання вимикачі $Q2$ та $Q3$ розімкнено, струми обмоток якоря та збудження дорівнюють один одному, $I_{a1} = I_{E1}$ (див. рис. 6.75).

У перший момент часу після замикаання вимикача $Q3$ потокозчеплення обмотки збудження залишається незмінним. Згідно з законами комутації електричних кіл, потокозчеплення миттєво змінитися не може. Отже, магнітний потік залишається незмінним.

Струм обмотки якоря зростає за рахунок струму в шунтувальному реостаті з опором R_{shE} :

$$I'_a = I_E + I_{shE}. \quad (6.152)$$

За рахунок зростання струму I_a електромагнітний момент збільшиться відповідно до (6.49) та стане більшим за статичний момент, $M_{em} > M_{stat}$. На валу з'явиться надлишок обертового моменту, тому частота обертання n та ЕРС E зростуть, струм I_a та момент M_{em} зменшаться. Процес продовжуватиметься доти, доки знов не настане рівновага моментів на валу при частоті обертання $n_2 > n_1$ (рис. 6.76).

Наприкінці перехідного процесу струм збудження за правилом розкиду

R_{shE} відповідно.

Аналіз регулювання частоти обертання двигуна постійного струму проводиться при незмінних напрузі, що підведена до двигуна, $U = \text{const}$, та статичному моменті, $M_{stat} = \text{const}$.

Шунтування обмотки збудження

На початку регулювання частоти обертання двигун працює з частотою обертання n_1 , зі струмом обмотки якоря I_{a1} , магнітним потоком Φ_1 , ЕРС E_1 , з моментом

$$I_{E2} = I_{a2} \frac{R_{shE}}{R_{shE} + R_E}. \quad (6.153)$$

Струм збудження спаде, $I_{E2} < I_{E1}$, магнітний потік Φ_δ зменшиться, для збереження величини моменту M_{em} струм I_a повинен зрости відповідно до (6.49) (рис. 6.77).

Регулювання частоти обертання двигунів послідовного збудження шунтуванням обмотки збудження є економічним, простим способом, який набув широкого застосування на електротраспорті.

Секціонування обмотки збудження

Для здійснення цього способу регулювання при виготовленні двигуна обмотка збудження виконується з низкою відпайок, які виводяться на перемикач. Перемикаючи (зменшуючи) кількість витків обмотки збудження, магнітний потік зменшується, що призведе до зростання частоти обертання за аналогією з шунтуванням обмотки збудження.

Шунтування обмотки якоря

На початку регулювання частоти обертання двигун працює з частотою обертання n_1 , зі струмом обмотки якоря I_{a1} , магнітним потоком Φ_1 , ЕРС E_1 , з моментом $M_{em} = M_{stat}$.

До початку регулювання частоти обертання вимикачі Q_2 і Q_3 розімкнено, струми обмоток якоря та збудження дорівнюють один одному, $I_{a1} = I_{E1}$ (див. рис. 6.75).

У перший момент часу після замикання вимикача Q_2 потокозчеплення обмотки збудження залишається постійним, отже, магнітний потік не змінюється. Струм I_a зменшується за рахунок відгалуження час-

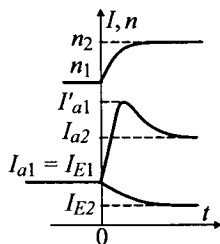


Рисунок 6.76 – Зміна струму обмотки якоря та частоти обертання двигуна постійного струму послідовного збудження при шунтуванні обмотки збудження

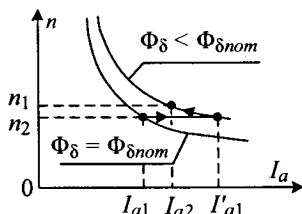


Рисунок 6.77 – Електромеханічні характеристики двигуна постійного струму послідовного збудження при регулюванні частоти обертання шунтуванням обмотки збудження

тини струму до шунтувального реостата з опором R_{sha} . Електромагнітний момент зменшується відповідно до (6.49) і стає меншим за статичний, $M_{em} < M_{stat}$. На валу з'явиться надлишок гальмівного моменту, тому частота обертання n спаде, ЕРС E зменшиться, струм I_a зросте, момент M_{em} зростатиме доти, доки не настане рівновага моментів на валу при новій частоті обертання $n_2 < n_1$. Реостат з опором R_{sha} знаходиться майже під повною напругою мережі. Втрати потужності в реостаті дуже великі.

Регулювання частоти обертання двигунів послідовного збудження шунтуванням обмотки якоря є неекономічним способом, який застосовується дуже рідко.

6.12.11.4. Регулювання частоти обертання двигунів постійного струму змінюванням живильної напруги

Частота обертання двигунів постійного струму може регулюватися при плавному або імпульсному змінюванні напруги живильної мережі.

Плавне змінювання напруги живильної мережі

Для здійснення регулювання частоти обертання двигуна постійного струму змінюванням живильної напруги необхідно мати окреме регульоване джерело постійного струму. Таким джерелом може бути генератор незалежного збудження або керований випрямляч.

Одним з прикладів реалізації такого способу є система генератор – двигун Леонарда – Ільгнера (рис. 6.78). Генератор G та двигун M мають незалежне збудження, їх обмотки якоря з'єднано між собою. Генератор приводиться в обертання, наприклад, асинхронним двигуном M .

Ця система застосовується для живлення двигунів прокатних станів, у яких навантаження на валу має пікоподібний характер. Для по-

криття піків навантаження на валу генератора встановлюється маховик T , який запасає кінетичну енергію та віддає її при піках навантаження генератора (асинхронного двигуна). Така система забезпечує кратність струму обмотки яко-

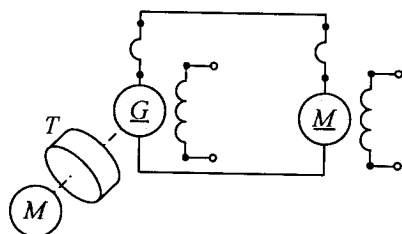


Рисунок 6.78 – Електрична схема системи генератор – двигун Леонарда – Ільгнера

$$\text{ря } \frac{I_{a \max}}{I_{aN}} \text{ до } 5.$$

З рівняння електромеханічної характеристики (6.131) випливає, що змінювання величини живильної напруги U не впливає на нахил характеристики Δn_I , а впливає тільки на величину n_o . При зменшенні напруги U електромеханічна (або механічна) характеристика паралельно собі спускається до ділянки менших частот обертання (рис. 6.79).

Спосіб забезпечує плавне економічне регулювання частоти обертання вниз від номінальної. При цьому способі можливо зменшення частоти обертання в 25–100 разів.

Імпульсне змінювання живильної напруги

При імпульсному регулюванні частоти обертання (рис. 6.80) підведена напруга мережі U перетворюється за допомогою тиристорного перетворювача VS на послідовність прямокутних імпульсів. Тиристорний перетворювач VS можна уподібнити ключу, який замикається та розмикається з частотою проходження імпульсів 200–500 Гц.

Період циклу T_{cik} складається з періоду імпульсу T_{pul} та періоду паузи T_p (рис. 6.81):

$$T_{cik} = T_{pul} + T_p. \quad (6.154)$$

Шпаруватість імпульсу

$$\alpha = \frac{T_{pul}}{T_{cik}}. \quad (6.155)$$

Для імпульсного регулювання частоти обертання дви-

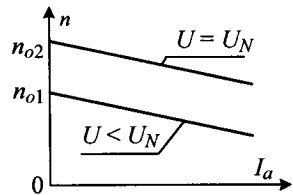


Рисунок 6.79 – Електромеханічні характеристики двигуна постійного струму послідовного збудження при змінюванні живильної напруги

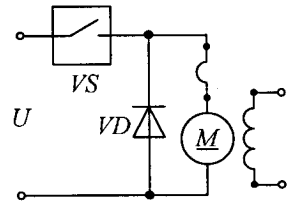


Рисунок 6.80 – Електрична схема імпульсного регулювання частоти обертання двигуна постійного струму незалежного збудження

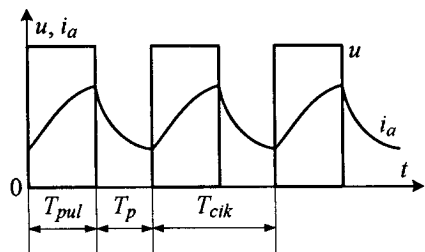


Рисунок 6.81 – Імпульси напруги, підведеної до двигуна, та струм обмотки якоря при імпульсному живленні двигуна постійного струму

гунів постійного струму шпаруватість становить 0,05–0,95.

Середнє значення напруги, підведеної до двигуна,

$$U_{mid} = U \cdot \alpha. \quad (6.156)$$

Змінюючи шпаруватість імпульсу, регулюється напруга двигуна. Регулювання частоти обертання здійснюється так само, як і в попередньому способі (див. рис. 6.79).

Під час імпульсу струм від мережі замикається крізь обмотку якоря двигуна. Упродовж паузи струм двигуна замикається крізь зворотний діод VD (див. рис. 6.80). При цьому струм двигуна буде пульсуючим. Упродовж імпульсу струм зростає, упродовж паузи – спадає. Пульсації струму ускладнюють роботу двигуна. Виникають додаткові електричні втрати, зростає нагрів, погіршується комутація. Для послаблення цих негативних явищ необхідно збільшувати частоту проходження імпульсів.

Сьогодні цей спосіб широко застосовують в промислових приводах та на електротранспорті.

6.12.12. Гальмування двигунів постійного струму

6.12.12.1. Загальні положення

Виробничі механізми можуть гальмуватися або за допомогою механічних гальм, або з використанням електромагнітного моменту привідного двигуна.

Використовують такі гальмівні режими двигунів постійного струму:

- ✓ рекуперативне гальмування;
- ✓ динамічне гальмування;
- ✓ електродинамічне гальмування.

6.12.12.2. Рекуперативне гальмування

У цей режим двигун потрапляє, якщо змінюється напрямок зовнішнього моменту на валу з гальмівного на обертальний.

Якщо, починаючи з режиму в точці A (рис. 6.82), до вала прикласти зовнішній обертальний момент у бік обертання вала двигуна, частота обертання

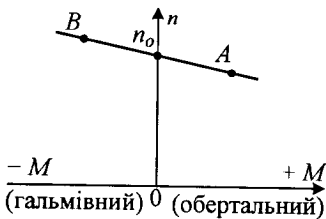


Рисунок 6.82 – Механічна характеристика двигуна постійного струму незалежного збудження при рекуперативному гальмуванні

двигуна стане більшою за n_o . При цьому ЕРС стане більшою за напругу мережі, $E > U$, двигун перейде до режиму генератора – точка B , створюючи гальмівний електромагнітний момент. Напрямок струму змінюється, тепер струм віддається до мережі. Електроенергія, що виробляється генератором, віддається (рекуперується) до мережі. Звідси назва режиму. Режим рекуперації широко використовується на електротранспорті. Двигуни послідовного збудження необхідно переключати на паралельне збудження та до кола обмотки збудження вводити додатковий опір для обмеження струму. Прикладом рекуперативного гальмування є затяжний спуск електропоїзда.

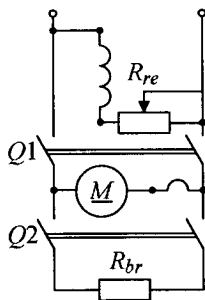


Рисунок 6.83 – Електрична схема динамічного гальмування двигуна постійного струму паралельного збудження

6.12.12.3. Динамічне гальмування

При роботі в режимі двигуна вимикач $Q1$ замкнено, вимикач $Q2$ розімкнено (рис. 6.83). При переведенні до режиму динамічного гальмування вимикач $Q1$ розмикається, а вимикач $Q2$ замикається. Обмотка збудження залишається увімкнутою до мережі. Обмотка якоря замикається на гальмівний резистор R_{br} . Двигун після такого переключення потрапляє до режиму генератора незалежного збудження. Накопичена кінетична енергія в обертових частинах (виробничі механізми та якорь двигуна) перетворюється на електричну та розсіюється теплом у гальмівному резисторі.

Струм вихідного режиму двигуна (точка A на рис. 6.84)

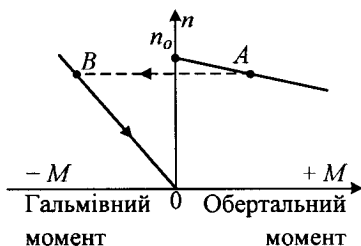


Рисунок 6.84 – Механічні характеристики двигуна постійного струму паралельного збудження при динамічному гальмуванні

$$I_{aA} = \frac{U - E}{R_a} = \frac{U - C_E n \Phi_\delta}{R_a}. \quad (6.157)$$

Струм машини постійного струму в точці B

$$I_{aB} = -\frac{C_E n \Phi_\delta}{R_a + R_{br}}. \quad (6.158)$$

Електромагнітний момент в точці B є гальмівним:

$$M_B = -\frac{C_M C_E \Phi_\delta^2}{R_a + R_{br}} n. \quad (6.159)$$

При зупинці двигуна, $n = 0$, струм в обмотці якоря відсутній, $I_a = 0$, але відсутній і гальмівний момент, $M = 0$, тобто двигун почне обертання в іншому напрямку. Це є недоліком такого способу гальмування.

6.12.12.4. Електродинамічне гальмування

Екстрене гальмування (гальмування противвімкненням)

Цей спосіб гальмування використовується для екстреної зупинки, наприклад, електротранспорту.

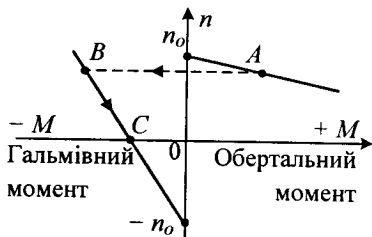


Рисунок 6.85 – Механічна характеристика двигуна постійного струму паралельного збудження при гальмуванні перемиканням

Для переходу до режиму противвімкнення змінюють полярність напруги, підведеної до двигуна. Одночасно до кола обмотки якоря вмикається реостат із великим баластним опором R_{bal} , тому що інакше струм може зрости майже в 50 разів.

Струм обмотки якоря до перемикання (точка A на рис. 6.85)

$$I_{aA} = \frac{U - E}{R_a}. \quad (6.160)$$

Струм якоря після перемикання (точка B на рис. 6.85)

$$I_{aB} = \frac{-U - E}{R_a + R_{bal}}. \quad (6.161)$$

Напрямки струму та електромагнітного моменту змінюються.

У точці C двигун зупиняється, частота обертання $n = 0$. Двигун створює гальмівний момент. При подальшому зростанні частоти обертання після точки C машина потрапляє до III квадранта з частотою обертання ($-n$) та моментом ($-M$), тобто може працювати в режимі двигу-

на, але з протилежним напрямком обертання.

Режим повзучої частоти обертання

Цей спосіб гальмування використовується у вантажопідіймальних механізмах при опусканні вантажу з дуже малою швидкістю.

Вихідний режим – точка A природної механічної характеристики (рис. 6.86). До кола обмотки якоря вмикається реостат із великим баластним опором R_{bal} . Нахил характеристики різко зростає. Двигун переходить із вихідного режиму, точки A , через точку B до кінцевого режиму – точки D . Після вмикання опору R_{bal} струм I_a зменшується, електромагнітний момент двигуна стає меншим за статичний, $M_{em} < M_{stat}$, частота обертання спадає до нуля – двигун повертається в точку C . Після точки C під дією надлишкового гальмівного моменту M_{stat} напрямком обертання змінюється, змінюється знак ЕРС E , струм I_a і момент M_{em} зростають. Зростання частоти обертання n , струму I_a та моменту M_{em} продовжується доти, доки не настане рівновага моментів на валу.

При цьому рівновага моментів на валу настає при від'ємних частотах обертання, причому вона може бути як завгодно малою. Все визначається опором R_{bal} . В цьому режимі знак моменту не змінюється, а змінюється напрямок обертання.

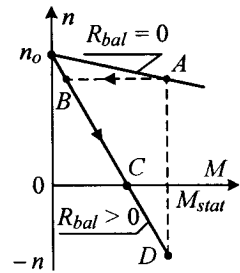


Рисунок 6.86 –
Механічна
характеристики
двигуна постійного
струму паралельного
збудження в режимі
повзучої частоти
обертання

Контрольні запитання

1. Де застосовуються машини постійного струму?
2. Які величини наводяться на таблиці паспортних даних машини постійного струму?
3. В чому полягає принципи дії машини постійного струму?
4. З яких елементів складається машина постійного струму?
5. Для чого призначається колектор в машині постійного струму?
6. Які параметри характеризують обмотку якоря машини постій-

ного струму?

7. Які типи обмоток якоря застосовуються в машинах постійного струму?

8. Як будується схема-розгортка обмотки якоря машини постійного струму?

9. Для чого застосовуються зрівняльні з'єднання машини постійного струму?

10. Яка обмотка якоря машини постійного струму не потребує зрівняльних з'єднань?

11. Як визначаються ЕРС обмотки якоря та електромагнітний момент машини постійного струму?

12. Як визначається реакція якоря в машині постійного струму?

13. Які засоби боротьби з реакцією якоря застосовуються в машині постійного струму?

14. Які причини іскріння машини постійного струму?

15. Дайте визначення комутації машини постійного струму.

16. Які рівняння характеризують процес комутації машини постійного струму.

17. Як розраховується ЕРС комутуючої секції?

18. Які засоби поліпшення комутації застосовуються в машинах постійного струму?

19. Які втрати потужності існують в машині постійного струму?

20. Наведіть основні рівняння генераторів і двигунів постійного струму.

21. Порівняйте характеристики генераторів постійного струму різних типів збудження.

22. Як відбувається процес самозбудження генераторів постійного струму?

23. Як визначається стійкість роботи двигунів постійного струму?

24. Порівняйте характеристики двигунів постійного струму різних типів збудження.

25. Які способи пуску застосовуються для двигунів постійного струму?

26. Які способи регулювання частоти обертання застосовуються для двигунів постійного струму?

27. Які способи гальмування застосовуються для двигунів постійного струму?

ПРЕДМЕТНИЙ ПОКАЖЧИК

- Асинхронний генератор зі
самозбудженням 242
- двигун з подвійною кліткою 218
 - – глибокопазний 217
 - – конденсаторний 237
 - – однофазний 230
- Базисні величини синхронної
машини 283
- Векторна діаграма
асинхронного двигуна 193
- – – – при нерухомому роторі 177
 - – – генератора 241
 - – Блонделя 279
 - – Потьє 289
 - – синхронної машини з
урахуванням насичення
290, 292
 - – – –перетворена 282, 283
 - – трансформатора в режимі
короткого замикання 58
 - – – –навантаження 50
 - – – – – спрощена 64
 - – – – – неробочого ходу 41
 - – триобмоткового
трансформатора 88
- Втрати
- додаткові асинхронної
машини 181
 - електричні асинхронної
машини 181
 - магнітні асинхронної
машини 181
 - механічні асинхронної машини
181
 - потужності машини постійного
струму 392
 - – синхронної машини 294
 - – трансформатора 59, 60, 61
- Геометрична нейтраль 372, 380
- ЕРС фазної обмотки статора
машини змінного струму 126
- обмотки якоря машини
постійного струму 369
 - обмотки вищої напруги
трансформатора 32
 - – нижчої напруги
трансформатора 32
- Закон електромагнітної індукції 5
- Залежність коефіцієнта корисної дії
від навантаження 62
- Зубцеві гармоніки ЕРС 123
- Індуктивний опір вітки
намагнічування трансформатора
40
- – короткого замикання
трансформатора 55
 - – неробочого ходу
трансформатора 52
 - – машини змінного струму
головний 148, 189
 - – розсіяння обмотки ротора
асинхронної машини 176
 - – – фазної обмотки статора
машини змінного струму 152

- синхронної машини по поздовжній осі 276
 - по поперечній осі 276
 - Потьє 301
 - синхронний 277
 - розсіяння первинної обмотки трансформатора 49
 - зведеної вторинної обмотки трансформатора 49
- Клас ізоляції 15
- Ковзання 168
 - критичне 197
 - номінальне 199
- Коефіцієнт динамічної стійкості 324
 - Картера 156
 - корисної дії асинхронної машини 166, 183
 - машини постійного струму 341, 393
 - синхронної машини 248, 295
 - трансформатора 20, 60
 - магнітного потоку збудження 264
 - насичення 161
 - обмотковий 122, 123
 - реакції якоря по поздовжній осі 274
 - по поперечній осі 274
 - форми поля реакції якоря по поздовжній осі 270
 - по поперечній осі 270
 - розподілу обмотки 117, 118
 - статичної стійкості 320
 - трансформації 22
 - укорочення кроку обмотки 114, 115
 - форми магнітного поля збудження 263
- Кратність максимального моменту 201
 - пускового моменту 201
- Крок обмотки діаметральний 98
 - другий частковий 351, 357, 368
 - перший частковий 351, 357, 368
 - по колектору 351, 357, 368
 - результуючий 351, 356, 357, 368
 - укорочений 99
- Кут навантаження 280
 - критичний 308, 311
- Матеріали активні 13
 - ізоляційні 15
 - конструкційні 13
- Момент електромагнітний 194, 309, 370
 - максимальний 198
 - пусковий 198
 - вищих гармонік магнітного поля асинхронний 204
 - синхронний 206
- МРС трифазної обмотки 138, 141
 - фазної обмотки 133, 137
- Напруга короткого замикання трансформатора 56
- Потужність автотрансформатора прохідна 90
 - розрахункова 89
 - електромагнітна 181, 294, 393

- механічна 181
- номінальна 12
- Рівняння Максвелла 5
- Фарадея 6
- Стойкість роботи асинхронних двигунів 201
 - – двигунів постійного струму 410
 - синхронної машини динамічна 322
 - – – статична 317
- Трикутник короткого замикання трансформатора 58
 - характеристичний генератора постійного струму 400
 - – синхронного генератора (Потьє) 298
- Формула Кюсса 199
 - Піхельмайера 389
- Характеристика U-подібна 315
 - електромеханічна 412, 415
 - зовнішня трансформатора 66
 - – генератора постійного струму 398, 403, 405, 406
 - – синхронного генератора 295
 - короткого замикання синхронного генератора 286
 - кутова активної потужності 309
 - – реактивної потужності 316
 - магнітна трансформатора 35
 - – електричної машини 160
 - механічна асинхронного двигуна 200
 - – – з подвійною кліткою 219
 - – (внутрішня) асинхронної машини
 - – – однофазного асинхронного двигуна 198
 - – – – з фазозсувним елементом 237
 - механічна двигуна постійного струму 413, 416, 420
 - моментна 412, 415
 - навантажувальна генератора постійного струму 399
 - – синхронного генератора 297
 - неробочого ходу генератора постійного струму 397
 - – – синхронного генератора 285
 - регульовальна генератора постійного струму 398
 - – синхронного генератора 297
 - – – двигуна 330
 - швидкісна
 - Характеристики короткого замикання трансформатора 56
 - неробочого ходу трансформатора 53
 - робочі асинхронного двигуна 210
 - – двигуна постійного струму 417, 418
 - – синхронного двигуна 335

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Мілих В.І. Електротехніка, електроніка та мікропроцесорна техніка : підручник / В.І. Мілих, О.О. Шавьолькін; за ред. В.І.Мілих. – Київ : Каравела, 2012. – 688 с.
2. Мілих В.І. Електротехніка та електромеханіка / В.І. Мілих. – Київ : "Каравела", 2006. – 376 с.
3. Андрієнко В.М. Електричні машини : навч. посіб. для студ. вищ. навч. закл., які навч. за напрямом підгот. «Електротехніка та електротехнології» / В.М. Андрієнко, В.П. Куєвда. – К. : НУХТ, 2010. – 366 с.
4. Белікова Л.Я. Електричні машини : навч. посіб. для студ. вищ. навч. закл. / Л.Я. Белікова, В.П. Шевченко. – Одеса : Наука і техніка, 2012. – 478 с.
5. Загірняк М.В. Електричні машини : підручник / М. В. Загірняк, Б. І. Невзлін. – Київ : Знання, 2009. – 399 с.
6. Електричні машини : підручник / Б.Т. Кононов, Г.І. Лагутін, О.Б. Котов та ін.; за заг. ред. Б.Т. Кононова. – Харків : ХУПС, 2015. – 493 с.
7. Яцун М.А. Електричні машини : навч. посіб. для студ. базового напрямку «Електромеханіка» / М.А. Яцун – 2-ге вид., стер. – Львів : Вид-во Нац. ун-ту «Львівська політехніка», 2004. – 440 с.
8. Брускин Д.Э. Электрические машины: в 2 ч. Ч. 1 / Д.Э. Брускин, А.Е. Зорохович, В.С. Хвостов и др. – М. : Высш. шк., 1990. – 319 с.
9. Брускин Д.Э. Электрические машины: в 2 ч. Ч. 2 / Д.Э. Брускин, А.Е. Зорохович, В.С. Хвостов и др. – М. : Высш. шк., 1990. – 335 с.
10. Вольдек А.И. Электрические машины / А.И. Вольдек – Л. : Энергия, 1974. – 840 с.
11. Кацман М.М. Электрические машины : учеб. для студентов сред. проф. учебных заведений / М.М. Кацман - 3-е изд., испр. – М. : Высшая школа, 2001. – 463 с.

ЗМІСТ

ВСТУП	3
1. ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ	5
1.1. Принципи перетворення енергії в електричних машинах	5
1.2. Закони електромеханіки	9
1.3. Класифікація електричних машин.....	10
1.4. Номінальні дані електричних машин і трансформаторів	11
1.5. Матеріали, що застосовуються в електричних машинах і трансформаторах.....	13
Контрольні запитання	16
2. ТРАНСФОРМАТОРИ.....	17
2.1. Загальні відомості	17
2.2. Класифікація трансформаторів	17
2.3. Паспортні дані трансформатора.....	19
2.4. Принцип дії трансформатора	20
2.5. Коефіцієнт трансформації.....	22
2.6. Конструкція трансформаторів	23
2.6.1. Магнітопроводи.....	23
2.6.2. Обмотки трансформаторів	26
2.6.3. Системи охолодження трансформаторів	27
2.7. Електромагнітні процеси та рівняння напруг трансформатора в режимі неробочого ходу.....	29
2.8. Магнітний розрахунок трансформаторів	33
2.9. Величина та форма струму неробочого ходу трансформатора	36
2.10. Параметри трансформатора в режимі неробочого ходу	39
2.11. Електромагнітні процеси та рівняння МРС і струмів у трансформаторі в режимі навантаження	41
2.12. Рівняння напруг трансформатора в режимі навантаження	43
2.13. Зведений трансформатор	45
2.14. Схема заміщення трансформатора в режимі навантаження	47

2.15.	Векторна діаграма трансформатора в режимі навантаження	50
2.16.	Визначення параметрів трансформатора за допомогою дослідів неробочого ходу та короткого замикання.....	51
2.16.1.	Дослід неробочого ходу	51
2.16.2.	Дослід короткого замикання.....	54
2.17.	Енергетична діаграма трансформатора	58
2.18.	Коефіцієнт корисної дії трансформатора	60
2.19.	Зміна напруги трансформатора в режимі навантаження	63
2.20.	Зовнішня характеристика трансформатора	66
2.21.	Трифазні трансформатори	67
2.21.1.	Магнітопроводи трифазних трансформаторів.....	67
2.21.2.	Схеми з'єднання обмоток	69
2.22.	Особливості неробочого ходу трифазних трансформаторів	70
2.23.	Групи з'єднання трансформаторів	74
2.24.	Паралельна робота трансформаторів	78
2.24.1.	Вимоги та умови паралельної роботи трансформаторів	78
2.24.2.	Паралельна робота трансформаторів з різними коефіцієнтами трансформації.....	78
2.24.3.	Паралельна робота трансформаторів, які належать до різних груп з'єднання	82
2.24.4.	Паралельна робота трансформаторів з різними напругами короткого замикання.....	83
2.25.	Спеціальні трансформатори	86
2.25.1.	Багатообмоткові трансформатори.....	86
2.25.2.	Автотрансформатор	88
2.25.3.	Вимірювальні трансформатори	91
	Контрольні запитання	92
3.	ЗАГАЛЬНІ ПИТАННЯ МАШИН ЗМІННОГО СТРУМУ	95
3.1.	Принципи виконання обмоток машин змінного струму	95
3.1.1.	Загальні положення.....	95
3.1.2.	Призначення обмоток статора.....	95
3.1.3.	Класифікація обмоток статора.....	96
3.1.4.	Маркування виведень обмоток статорів машин змінного струму.....	99

3.1.5.	Принципи виконання обмоток статорів машин змінного струму	100
3.1.6.	Електричні та геометричні градуси.....	101
3.2.	Одношарові обмотки статора.....	102
3.2.1.	Класифікація одношарових обмоток	102
3.2.2.	Шаблонна обмотка.....	102
3.2.3.	Концентрична одношарова двоплощинна обмотка	104
3.2.4.	Одношарова обмотка «врозвалку.....	106
3.3.	Двошарові обмотки статора	108
3.3.1.	Застосування двошарових обмоток	108
3.3.2.	Двошарова обмотка з цілою кількістю пазів на полюс і фазу.....	108
3.3.3.	Двошарова обмотка з дробовою кількістю пазів на полюс і фазу.....	110
3.4.	ЕРС обмотки статора.....	112
3.4.1.	ЕРС секції	112
3.4.2.	ЕРС секційної групи.....	116
3.4.3.	Треті та кратні трьом гармоніки ЕРС	119
3.4.4.	ЕРС фазної обмотки	120
3.4.5.	Зубцеві гармоніки ЕРС	123
3.4.6.	Вимоги до обмоток статора машин змінного струму	126
3.5.	МРС обмотки статора.....	127
3.5.1.	Умови аналізу МРС обмоток машин змінного струму.....	127
3.5.2.	МРС зосередженої обмотки.....	127
3.5.3.	МРС одношарової розподіленої фазної обмотки	130
3.5.4.	МРС двошарової фазної обмотки з укороченим кроком.....	132
3.5.5.	Пульсуюча та обертова хвилі МРС	133
3.5.6.	Обертова хвиля першої гармоніки МРС трифазної обмотки	136
3.5.7.	Обертові хвилі вищих гармонік МРС трифазної обмотки.	140
3.6.	Магнітні поля, створені обмоткою статора машин змінного струму.....	144
3.6.1.	Загальні положення.....	144
3.6.2.	Магнітне поле повітряного проміжку	145
3.6.3.	Головні індуктивні опори машин змінного струму	147

3.6.4.	Індуктивні опори розсіювання обмоток машин змінного струму	149
3.7.	Магнітний розрахунок електричних машин	152
3.7.1.	Загальні положення	152
3.7.2.	Розрахунок магнітних напруг окремих ділянок магнітного кола електричної машини	155
3.7.3.	Магнітна характеристика електричної машини	160
	Контрольні запитання	162
4.	АСИНХРОННІ МАШИНИ	165
4.1.	Загальні відомості	165
4.2.	Паспортні дані асинхронних машин	166
4.3.	Принцип дії асинхронної машини	166
4.4.	Конструкція асинхронних машин	169
4.5.	Асинхронна машина при нерухомому роторі.....	171
4.5.1.	Загальні положення	171
4.5.2.	Зведення обмотки ротора до обмотки статора	172
4.5.3.	Асинхронна машина при нерухомому роторі та замкненій накоротко обмотці ротора	173
4.5.4.	Особливі режими асинхронної машини при нерухомому роторі	178
4.6.	Енергетична діаграма та ККД асинхронної машини.....	180
4.7.	Заміна реального обертового ротора асинхронної машини еквівалентним нерухомим	185
4.8.	T-подібна схема заміщення асинхронної машини	188
4.9.	Г-подібна схема заміщення асинхронної машини.....	190
4.10.	Векторна діаграма асинхронної машини.....	193
4.11.	Електромагнітний момент асинхронної машини	194
4.12.	Механічна (внутрішня) характеристика асинхронної машини	196
4.13.	Механічна характеристика асинхронного двигуна.....	200
4.14.	Стійкість роботи електричних двигунів.....	201
4.15.	Електромагнітні моменти від вищих гармонік МРС	204
4.15.1.	Загальні положення	204
4.15.2.	Асинхронні моменти	205
4.15.3.	Синхронні моменти.....	206
4.16.	Робочі характеристики асинхронних двигунів	210

4.17.	Пуск асинхронного двигуна	212
4.17.1.	Проблеми пуску	212
4.17.2.	Способи пуску асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором.....	213
4.17.3.	Пуск асинхронних двигунів з фазним ротором	215
4.17.4.	Асинхронні двигуни з поліпшеними пусковими характеристиками	217
4.18.	Регулювання частоти обертання асинхронних двигунів.....	219
4.18.1.	Загальні положення.....	219
4.18.2.	Регулювання частоти обертання асинхронного двигуна зміною частоти живлячої напруги	220
4.18.3.	Регулювання частоти обертання зміною кількості пар полюсів обмотки статора	223
4.18.4.	Регулювання частоти обертання зміною величини живлячої напруги.....	228
4.18.5.	Регулювання частоти обертання ввімкненням до кола обмотки ротора додаткового активного опору.....	229
4.19.	Однофазні асинхронні двигуни	230
4.19.1.	Принципи отримання однофазних асинхронних двигунів	230
4.19.2.	Основи робочого процесу однофазних асинхронних двигунів	231
4.19.3.	Пуск однофазних асинхронних двигунів	234
4.19.4.	Конденсаторний асинхронний двигун.....	237
4.20.	Гальмові режими асинхронних двигунів	239
4.21.	Асинхронні генератори.....	240
	Контрольні запитання	245
5.	СИНХРОННІ МАШИНИ	247
5.1.	Загальні відомості	247
5.2.	Паспортні дані синхронних машин.....	248
5.3.	Принцип дії синхронної машини	248
5.4.	Конструкція синхронних машин	251
5.4.1.	Статор синхронної машини.....	251
5.4.2.	Ротор синхронної машини	252
5.4.3.	Системи охолодження синхронних машин	254
5.4.4.	Збудження синхронних машин	254

5.4.5.	Приклади застосування синхронних машин.....	256
5.5.	Магнітне поле збудження синхронної машини	257
5.5.1.	Загальні положення	257
5.5.2.	Магнітне поле збудження явнополюсної синхронної машини	259
5.5.3.	Магнітне поле збудження неявнополюсної синхронної машини	261
5.6.	Реакція якоря синхронної машини	264
5.6.1.	Магнітне поле обмотки статора синхронної машини	264
5.6.2.	Реакція якоря неявнополюсної синхронної машини	265
5.6.3.	Реакція якоря явнополюсної синхронної машини	268
5.6.4.	Зведення обмотки статора до обмотки збудження синхронної машини	273
5.7.	Індуктивні опори синхронної машини	275
5.7.1.	Індуктивні опори реакції якоря синхронної машини	275
5.7.2.	Індуктивний опір розсіювання обмотки статора синхронної машини	276
5.7.3.	Синхронні індуктивні опори синхронної машини.....	276
5.8.	Векторні діаграми синхронних машин без урахування насичення	278
5.8.1.	Загальні зауваження	278
5.8.2.	Основна діаграма ЕРС (діаграма Блонделя).....	278
5.8.3.	Перетворена векторна діаграма ЕРС синхронної машини	281
5.9.	Система відносних одиниць синхронної машини	283
5.10.	Характеристика неробочого ходу	284
5.11.	Характеристика короткого замикання	286
5.12.	Визначення індуктивних опорів за допомогою характеристик синхронної машини	287
5.13.	Відношення короткого замикання синхронної машини	287
5.14.	Векторні діаграми синхронних машин з урахуванням насичення	289
5.14.1.	Векторна діаграма синхронної неявнополюсної машини (векторна діаграма Потье	289
5.14.2.	Векторна діаграма синхронної явнополюсної машини	291
5.15.	Енергетична діаграма та ККД синхронної машини.....	294

5.16.	Характеристики синхронного генератора при автономній роботі	295
5.16.1.	Зовнішня характеристика синхронного генератора.....	295
5.16.2.	Регульовальна характеристика синхронного генератора	296
5.16.3.	Навантажувальна характеристика синхронного генератора.....	298
5.16.4.	Визначення індуктивного опору розсіювання обмотки статора за допомогою характеристичного трикутника (трикутника Потьє).....	298
5.17.	Паралельна робота синхронного генератора з мережею нескінченної потужності	301
5.17.1.	Вмикання синхронного генератора на паралельну роботу з мережею нескінченної потужності.....	301
5.17.2.	Регулювання активної потужності синхронного генератора при паралельній роботі з мережею нескінченної потужності	306
5.17.3.	Кутова характеристика синхронного генератора.....	307
5.17.4.	Регулювання реактивної потужності синхронного генератора при паралельній роботі з мережею нескінченної потужності	312
5.17.5.	U-подібні характеристики синхронної машини	313
5.17.6.	Кутові характеристики реактивної потужності синхронної машини при паралельній роботі з мережею нескінченної потужності	316
5.18.	Стійкість роботи синхронних машин	317
5.18.1.	Статична стійкість синхронної машини	317
5.18.2.	Кількісна оцінка статичної стійкості синхронної машини	320
5.18.3.	Динамічна стійкість синхронної машини.....	322
5.18.4.	Кількісна оцінка динамічної стійкості синхронної машини	324
5.19.	Синхронний двигун	326
5.19.1.	Галузь застосування.....	326
5.19.2.	Рівняння та векторна діаграма синхронного двигуна	326
5.19.3.	Режими роботи синхронного двигуна.....	327
5.19.4.	Пуск синхронних двигунів	331
5.19.5.	Робочі характеристики синхронного двигуна	335

5.20.	Синхронний компенсатор	336
	Контрольні запитання	338
6.	МАШИНИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ	341
6.1.	Загальні відомості	341
6.2.	Паспортні дані машин постійного струму	341
6.3.	Принцип дії машин постійного струму	342
6.4.	Конструкція машин постійного струму	345
6.5.	Обмотки якоря машин постійного струму	349
6.5.1.	Конструкція обмотки якоря	349
6.5.2.	Параметри обмотки якоря	349
6.5.3.	Проста петльова обмотка	350
6.5.4.	Складна петльові обмотка	356
6.5.5.	Проста хвильова обмотка	357
6.5.6.	Складна хвильова обмотка	360
6.5.7.	Умови симетрії обмотки якоря	361
6.5.8.	Зрівняльні з'єднання обмотки якоря	362
6.5.9.	Комбінована обмотка якоря	366
6.5.10.	Межі застосування типів обмоток якоря	369
6.6.	ЕРС обмотки якоря машин постійного струму	369
6.7.	Електромагнітний момент машин постійного струму	370
6.8.	Реакція якоря машин постійного струму	371
6.8.1.	Визначення реакції якоря машин постійного струму	371
6.8.2.	Магнітне поле обмотки головних полюсів (магнітне поле збудження)	372
6.8.3.	Магнітне поле обмотки якоря	372
6.8.4.	Результуюче магнітне поле машин постійного струму	375
6.8.5.	Засоби боротьби з реакцією якоря машин постійного струму	377
6.9.	Комутація машин постійного струму	379
6.9.1.	Визначення терміну «комутація»	379
6.9.2.	Причини іскріння машин постійного струму	379
6.9.3.	Основне рівняння комутації	380
6.9.4.	Класична теорія комутації (комутація опором)	382
6.9.5.	Рівняння комутації опором	384
6.9.6.	Розрахунок ЕРС комутуючої секції	387
6.9.7.	Засоби поліпшення комутації	389

6.10.	Енергетична діаграма та ККД машини постійного струму	391
6.11.	Генератори постійного струму	393
6.11.1.	Загальні зауваження	393
6.11.2.	Основні рівняння генераторів постійного струму.....	395
6.11.3.	Характеристики генераторів незалежного збудження	397
6.11.4.	Характеристики генераторів постійного струму паралельного збудження.....	401
6.11.5.	Характеристики генераторів постійного струму послідовного збудження.....	405
6.11.6.	Характеристики генераторів постійного струму змішаного збудження	405
6.12.	Двигуни постійного струму	406
6.12.1.	Загальні положення.....	406
6.12.2.	Основні рівняння двигунів постійного струму.....	407
6.12.3.	Стійкість роботи двигунів постійного струму.....	410
6.12.4.	Характеристики двигунів постійного струму паралельного та незалежного збудження	411
6.12.5.	Двигуни постійного струму послідовного збудження	414
6.12.6.	Робочі характеристики двигунів постійного струму паралельного збудження.....	417
6.12.7.	Робочі характеристики двигунів постійного струму послідовного збудження.....	418
6.12.8.	Порівняння двигунів постійного струму паралельного та послідовного збудження	419
6.12.9.	Двигуни постійного струму змішаного збудження.....	420
6.12.10.	Пуск двигунів постійного струму.....	420
6.12.11.	Регулювання частоти обертання двигунів постійного струму	423
6.12.12.	Гальмування двигунів постійного струму.....	434
	Контрольні запитання	437
	Предметний покажчик	439
	Список літератури	442

Навчальне видання
ОСТАШЕВСЬКИЙ Микола Олександрович
ЮР'ЄВА Олена Юрївна

**За ред. д-ра техн. наук,
професора В.І. Мілих**

ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ І ТРАНСФОРМАТОРИ

Навчальний посібник
для студентів, що навчаються
за галуззю знань «Електрична інженерія»

Керівник видавничих проєктів Ю.В. Піча

Підписано до друку 01.07.2018 р. Формат А5 (60x84 1/16)

Папір офсет. Друк цифровий. Гарнітура Georgia.

Ум. друк. арк. 26,0. Наклад – 20 прим.

Зам. № 01\07\01-2018

Видавництво «Каравела»,
просп. Рокосовського, 8а, м. Київ, 04201, Україна.
Тел. (044) 592-39-36, (050) 355-77-75.

E-mail: caravela@ukr.net

WWW.CARAVELA.KIEV.UA

Свідоцтво
про внесення суб'єкта видавничої справи
до Державного реєстру видавців,
виготівників і розповсюджувачів
видавничої продукції:
ДК №2035 від 16.12.2004 р.

**Електричні машини і трансформатори: навч. посібник /
М. О. Осташевський, О. Ю. Юр'єва; за ред. д-ра техн. наук, професора. В.І. Міліх**

Розглянуто принципи дії та будову обертових електричних машин і силових трансформаторів, надано пояснення основних процесів, що відбуваються в електричних машинах і трансформаторах при перетворенні енергії. Проведено аналіз їх роботи, пояснено характеристики електричних машин і трансформаторів, наведено співвідношення між величинами, розглянуто експлуатаційні властивості різних типів електричних машин і трансформаторів.

Призначений для студентів вищих закладів освіти.



**ВИДАВНИЦТВО
"КАРАВЕЛА"**