

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
СУМСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ АГРАРНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ
Частина 2 – Машини змінного струму. Механіка та енергетика
електроприводу.

Методичні вказівки
до виконання самостійної роботи

СУМИ – 2025

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
СУМСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ АГРАРНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Інженерно-технологічний факультет
Кафедра енергетики та електротехнічних систем

ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ
частина 2 – машини змінного струму. Механіка та енергетика
електроприводу.

Методичні вказівки
до виконання самостійної роботи

для здобувачів освітньої програми «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка», 2с.т , 3 курсу денної та 1 с.т., 2с.т., 4 курсу заочної форми здобуття освіти ступеня вищої освіти «бакалавр»

СУМИ – 2025

Укладачі: **Чепіжний А.В.**, к.т.н., доцент, завідувач кафедри енергетики та електротехнічних систем СНАУ
Юрченко О.Ю., ст. викладач кафедри енергетики та електротехнічних систем
Рясна О.В., ст. викладач кафедри енергетики та електротехнічних систем
Тесленко О.В., асистент кафедри енергетики та електротехнічних систем

Н 18 Науково-методичне забезпечення навчального процесу

методичні вказівки до виконання самостійної роботи./ укл.:
Чепіжний А.В., Юрченко О.Ю., Рясна О.В., Тесленко О.В. -
Суми, 2025. – 86 с.

У методичних вказівках до виконання самостійної роботи наведені: матеріал написаний у формі лекцій, прийнятий такий порядок подачі матеріалу: машини змінного струму.

Стосовно електричних машин змінного струму: принцип роботи, пускові та регульовальні властивості, статичні, механічні та робочі характеристики. Зроблено аспект на роботу електроприводу: регульовальні властивості характеристик; ЕП з двигуни змінного струму, які використовуються у виробничих процесах. Для самоконтролю знань є завдання (тести).

Рецензенти:

Козін В.М., к.т.н., доцент кафедри «Енергетика та електротехнічні системи» СНАУ;
Лобода В.Б., к.ф.-м.н., професор кафедри охорони праці та фізики СНАУ.

Відповідальний за випуск:

Чепіжний А.В., к.т.н., доцент, завідувач кафедри енергетики та електротехнічних систем СНАУ.

Рекомендовано до видання Радою якості інженерно-технологічного факультету.
Протокол №4 від «28» січня 2025 року

© Сумський національний
аграрний університет, 2025

ЗМІСТ

	Стор.
ВСТУП	7
Тема №1 Принцип утворення трифазної обмотки.....	8
Тема №2 Електрорушійна сила обмотки статора машини змінного струму.....	13
Тема №3 Магніторушійна сила статора.....	20
Тема №4 Рівняння намагнічувальних сил та струмів асинхронного двигуна.....	26
Тема №5 Зведений асинхронний двигун.....	28
Тема №6 Формули електромагнітного моменту асинхронного двигуна.....	32
Тема №7 Залежність електромагнітного моменту асинхронного двигуна від напруги мережі.....	35
Тема №8 Асинхронні машини спеціального призначення	36
Тема №9 Магнітне поле та характеристики синхронних... генераторів.....	38
Тема №10 Збудження синхронних машин.....	44
Тема №11 Рівняння ЕРС синхронних генераторів.....	48
Тема №12 U-подібні характеристики синхронного двигуна.....	52
Тема №13 Рівняння ерс синхронних генераторів.....	54
Тема 14. U-подібні характеристики синхронного двигуна.	57
Тема 15. Будова та принцип дії асинхронних двигунів. Електропривод машин змінного струму.....	58
ПРОМІЖНИЙ КОНТРОЛЬ ЗНАНЬ ЗА РЕЗУЛЬТАТОМ РОБОТИ ВИКОНАННЯ САМОСТІЙНОГО ІНДИВІДУАЛЬНОГО ЗАВДАННЯ.....	75
ПЕРЕЛІК ТЕМ ДЛЯ САМОСТІЙНОЇ РОБОТИ.....	76
ДОДАТОК А ЗАВДАННЯ (ТЕСТИ) ДЛЯ САМОКОНТРОЛЮ ЗНАНЬ.....	78
ДОДАТОК Б.....	83
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	84

Тематичний план

№ з/п	Тема самостійного заняття	Кількість годин	
		Денна форма	Заочна форма
1	Принцип утворення трифазної обмотки	9	17
2	Електрорушійна сила обмотки статора машини змінного струму.	9	17
3	Магніторушійна сила статора	9	17
4	Рівняння намагнічувальних сил та струмів асинхронного двигуна	9	17
5	Зведений асинхронний двигун	9	17
6	Формули електромагнітного моменту асинхронного двигуна.	9	17
7	Залежність електромагнітного моменту асинхронного двигуна від напруги мережі	9	16
8	Асинхронні і машини спеціального призначення	9	16
9	Магнітне поле та характеристики синхронних генераторів	8	16
10	Збудження синхронних машин	9	16
11	Рівняння ерс синхронних генераторів	8	16
12	U-подібні характеристики синхронного двигуна	9	16
	Разом годин:	106	198

ВСТУП

У методичних вказівках до виконання самостійної роботи наведені: матеріал написаний у формі лекцій, прийнятий такий порядок подачі матеріалу: машини змінного струму, механіки та енергетики електроприводу.

Поряд з електричними машинами змінного струму розглянуті деякі види цих пристроїв спеціального призначення. Електропривід, або електропривод— це електромеханічна система для надання руху із заданими параметрами виконавчим механізмам робочих машин в цілях здійснення їх функцій.

Сучасний електропривід — це сукупність електродвигуна, який є джерелом механічної енергії, апаратури керування і захисту, а також механічної, гідравлічної або електричної передачі. Електроприводи є основними споживачами електричної енергії (до 60 %) і головним джерелом механічної енергії в промисловості.

Найефективнішим способом економії енергії на всіх виробництвах, де потрібне регулювання продуктивності механізмів на базі електродвигунів змінного струму є застосування регульованого електропривода змінного струму. Впровадження такого електропривода на механізмах з квадратичним навантаженням (насосів, вентиляторів, повітрорудок) дозволяє відмовитися від дроселювання і досягти економії електроенергії в 30-70 %.

При підготовці вказівок основний ухил зроблено на розкриття фізичної суті явищ, що визначають роботу електричних машин при номінальних режимах, а також у робочих, механічних режимах роботи. Матеріал повністю відповідає сучасному підходу до теорії та практики електроенергетики.

Виклад кожної лекції закінчується переліком того, що слід запам'ятати, а також подається низка запитань теоретичного та практичного плану, що допоможе краще засвоювати матеріал лекції при самостійному її опрацюванні.

Дані методичні рекомендації призначені для допомоги в організації самотійної роботи здобувачами вищої освіти під час вивчення дисципліни **«Електричні машини та апарати»**, а також допомогти їм у практичній реалізації набутих знань.

Мета самостійної роботи здобувача вищої освіти полягає в науково обґрунтованій системі дидактично та методично оформленого навчального матеріалу, що визначається з урахуванням структурно-логічної схеми підготовки фахівців, яку відображено в освітньо-професійній програмі та робочому навчальному плані. Зміст самостійної роботи студента з кожної навчальної дисципліни визначається робочою програмою навчальної дисципліни, методичними матеріалами, завданнями та вказівками викладача.

Робочою програмою дисципліни **«Електричні машини та апарати»**

передбачено самостійне виконання індивідуального завдання самопідготовки до виконання якого вони приступають під час вивчення теоретичної частини курсу.

Методичні вказівки, розроблені відповідно до робочої програми (силабус) дисципліни та включають в себе такі частини як: самостійна робота здобувача вищої освіти; організація самостійної роботи; проміжковий контроль знань за результатом роботи виконання самостійного завдання; перелік тем для самостійної роботи; які потрібні для пояснення виконання індивідуального завдання самостійної роботи.

Завдання (тести) для самоконтролю знань виносяться поряд з навчальним матеріалом, який вивчається під час аудиторних занять.

1. ТЕМА ПРИНЦИП УТВОРЕННЯ ТРИФАЗНОЇ ОБМОТКИ

Трифазна обмотка статора складається з трьох ідентичних частин – обмоток фаз. Кожна з них у просторі осердя статора займає $1/3$ площі, а отже і третину пазів $Z_1/3$. На поперечному розрізі статора (рис. 3.7) трифазного ($m_1 = 3$) двополюсного генератора змінного струму ($2p = 2$) зі згрупованою обмоткою ($q = 1$) показані обмотки трьох фаз, початки яких, позначені **A**, **B**, **C** (насправді початки фаз позначаються C_1 , C_2 та C_3), мають зсув у просторі осердя на 120° .

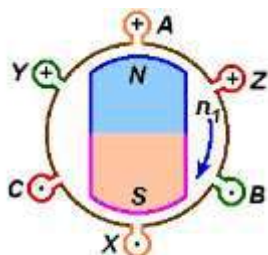


Рисунок 3.7 – Розріз генератора змінного струму

При положенні ротора, як зображено на (рис. 3.7), максимальна ЕРС індукується в фазі **A**. Максимальна ЕРС такого ж напрямку створиться в фазі **B** через проміжок часу, що відповідає повороту ротора на кут 120° . При повороті ротора ще на 120° максимальна ЕРС вже буде створюватись в фазі **C**. Отже, при такому розміщенні обмоток в просторі статора, можна отримати зсув між ЕРС фаз у часі на необхідний кут.

Із сказаного випливає, що при трифазній обмотці в двополюсній машині з рівномірним розподілом пазів по колу статора, останнє розбивається на шість рівних зон (із q пазів) у такій послідовності (за напрямом обертання ротора): початок першої фази (**A**), кінець третьої (**Z**), початок другої (**B**), кінець першої (**X**), початок третьої (**C**), кінець другої (**Y**). Якщо ж число пар полюсів p більше одиниці, то очевидно, що і число зон буде дорівнювати $6p$. В активних провідниках пазів кожної зони

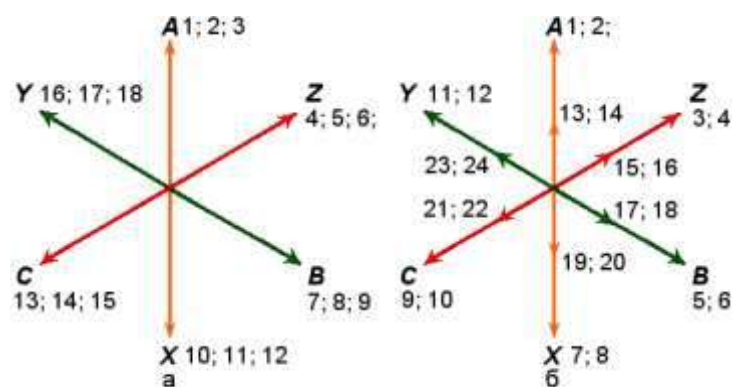


Рисунок 3.8 – Зірка пазових ЕРС трифазних обмоток статора при $2p = 2$, $q = 3$ (а) та $2p = 4$, $q = 2$ (б)

буде наводитись ЕРС, зсунута відносно іншої зони не тільки в часі, а і у просторі, що можна відобразити так звану зіркою просторових ЕРС.

На (рис. 3.8, а) зображена просторова зірка пазових ЕРС трифазної обмотки при $2p = 2$ і $q = 3$ з розбивкою пазів на шість зон з трьома пазами в кожній зоні. Якщо число пар полюсів машини більше одиниці, то при побудові зірки пазових ЕРС слід "обходити" коло статора p разів (рис. 3.8, б). В даному випадку $p = 2$, тому отримано дванадцять

зон по два пази. При $p > 1$ виникає необхідність ввести поняття *електричного кута* (вимірюється в електричних градусах і позначається “ $^{\circ}$ ел.”). Між осями сусідніх полюсів магніту (**N** та **S**) електричний кут складає 180° ел. Якщо машина двополюсна, то її геометричний кут ($360/2$) також 180° . Якщо ж машина чотирьополюсна $2p = 4$, то геометричний кут між осями полюсів зменшується вдвічі і дорівнює лише 90° ел. ($360/4$), в шестиполюсній машині цей кут складає лише 60° ел. ($360/6$) і т. д. Таким чином геометричний кут в машині менший від електричного в p разів, тобто *електричний кут в машині дорівнює геометричному куту помноженому на число пар полюсів*.

1.2. ОДНОШАРОВІ ОБМОТКИ СТАТОРА

Існує ціла низка схем одношарових обмоток статора машин змінного струму. Всі вони однакові в електричному та магнітному відношенні і відрізняються лише формою лобових частин секцій.

Як і в машинах постійного струму, для зображення схем обмоток статора використовують, так звані, розгорнуті схеми. На такій схемі пази зображуються у вигляді прямих вертикальних ліній з номерами від 1 до Z_1 . Провідники різних фаз, для наочності, зображуються різними кольорами: жовтий – фаза **A**; зелений – фаза **B**; червоний – фаза **C**. Пази на розгорнутій схемі розподіляються по фазах у відповідності до зірки пазових ЕРС, яка обов'язково зображається до виконання розгорнутої схеми. Напрямок ЕРС, що створюється в пазу вибирається довільно, найчастіше догори направляється ЕРС пазів зон, що належать **У, А, Z**, а донизу – **В, X, С**.

Після цього з'єднуються провідники, що належать до однієї фази, в секції (секційні групи), а секційні групи між собою так, щоб ЕРС в них склалися, а лобові частини та міжсекційні з'єднання були якомога коротшими. Початки і кінці фаз позначають відповідно: **C₁, C₄** – фаза **A**; **C₂, C₅** – фаза **B** і

C₃, C₆ – фаза **C**.

Розглянемо побудову розгорнутих схем деяких видів трифазних статорних обмоток.

Концентричні обмотки. У концентричній обмотці секції кожної секційної групи охоплюють одна одну, тому для такої обмотки визначається середній крок $y_{cp} = Z_1/2p$, а кожна секція має свій крок: зовнішня – найбільший, внутрішня – найменший.

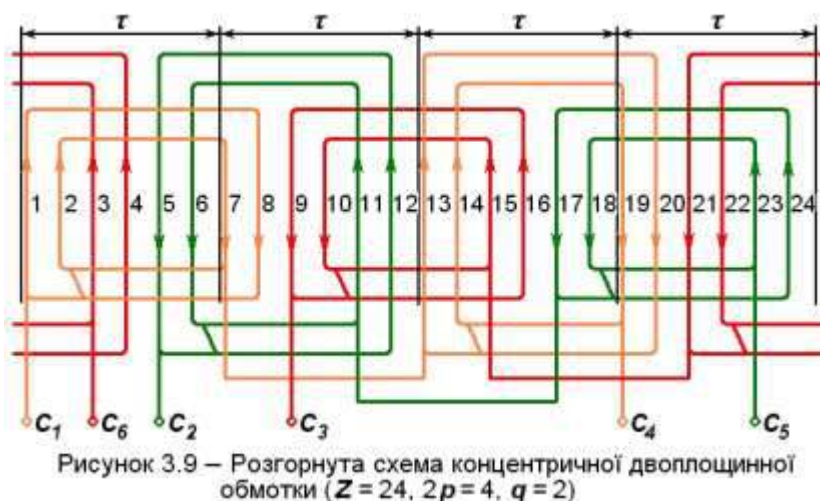


Рисунок 3.9 – Розгорнута схема концентричної двоплощинної обмотки ($Z = 24$, $2p = 4$, $q = 2$)

Побудова розгорнутої схеми концентричної обмотки з даними: $Z_1 = 24$; $2p = 4$; $m_1 = 3$, $q = Z_1/2p \cdot m = 24/(4 \cdot 3) = 2$ розпочинається (як і будь-якої обмотки) із розбивки пазів на зони зіркою пазових ЕРС, що зображена на (рис. 3.8, б), згідно з нею, кожна фаза має по чотири зони в два пази. На (рис. 3.9) фаза **A** цієї обмотки розташовується в пазах 1; 2; 7; 8; 13; 14; 19; та 20, фаза **B** відповідно в пазах 5; 6; 11; 12; 17; 18; 23; 24, а фаза **C** займає решту пазів: 3, 4, 9, 10, 15, 16, 20, 21. Кожна

фаза зображена “своїм” кольором і складається з двох секційних груп по дві секції, в кожній, з кроками в 7 (зовнішня секція) та 5 (внутрішня секція) пазів, отже $y_{cp} = Z_1/2p = 24/4 = 6$. Секції в секційних групах та секційні групи між собою з'єднуються так, щоб їх ЕРС склалися (переходи між секціями в секційних групах зображені лініями під кутом, що з'єднують секції).

Концентричні обмотки поділяються на **двоплощинні** та **триплощинні**. Двоплощинна обмотка (рис. 3.9) має секції з лобовими частинами, які розташовуються в двох площинах, тобто, довші та коротші, що спрощує їх розміщення на статорі (рис. 3.10). Якщо число пар полюсів парне, то число секцій з довгими та коротшими лобовими частинами буде однакове. При непарному числі пар полюсів, непарним буде і число секційних груп, і тому в кожній фазі буде секційна група, лобові частини в секціях якої будуть вигнуті під кутом: початок секції в одній площині, а кінець в другій (секції будуть мати форму трапеції).

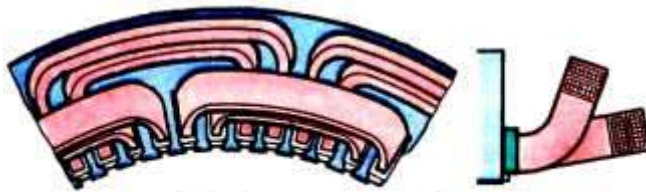


Рисунок 3.10 – Розташування лобових частин двоплощинної концентричної обмотки

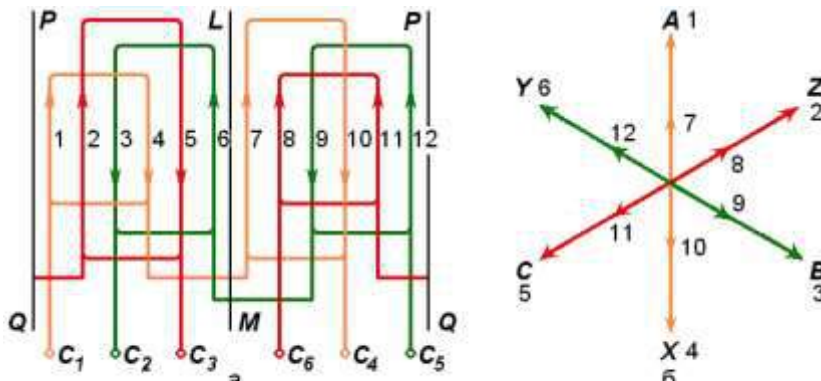


Рисунок 3.11 – Розгорнута схема концентричної триплощинної обмотки ($Z = 12$, $2p = 4$, $q = 1$) (а) та зірка її пазових ЕРС (б)

У триплощинній обмотці (рис. 3.11) лобові частини секцій розміщуються в трьох площинах, тобто виконуються довгими, короткими і середніми. Щоб опори фаз при різній довжині лобових частин були рівними, секційні групи комбінують, як це показано на (рис. 3.11, а). Основною перевагою триплощинної обмотки є те, що ця обмотка дозволяє виконати статор,

що складається з кількох частин (так, статори гідрогенераторів найчастіше складаються з шести частин). На розгорнутій схемі обмотки показані лінії LM , PQ , по яких можна розрізати статор. Щоб мати змогу виконати статор з двох частин, фаза C намотана в зворотному напрямі, порівнюючи з фазами A та B . Це можливо тому, що в пазах 2 і 8 створюються ЕРС одного напрямі і величини (рис. 3.11, б).

При парному числі пазів (найчастіше при чотирьох та шести), що припадає на полюс та фазу q , концентрична обмотка може виконуватись “в розвал”, тобто одна половина секцій вигинається в один бік, а друга – в інший (рис. С.5.2). В цьому випадку лобові частини секцій розміщуються в трьох площинах (для обмотки кожної фази своя площина).

Основне достоїнство концентричних обмоток – можливість застосування верстатного вкладання в пази. Цим і пояснюється широке застосування цього типу обмоток у асинхронних двигунах потужністю до 18 кВт, виробництво яких має масовий характер. Недоліком же концентричних обмоток є наявність котушок різних розмірів, що суттєво ускладнює ручне їх виготовлення.

Шаблонні обмотки. Недоліку концентричних обмоток позбавлені одношарові шаблонні обмотки. В таких обмотках секції мають однакову ширину і форму, що, завдяки застосуванню загальних шаблонів,

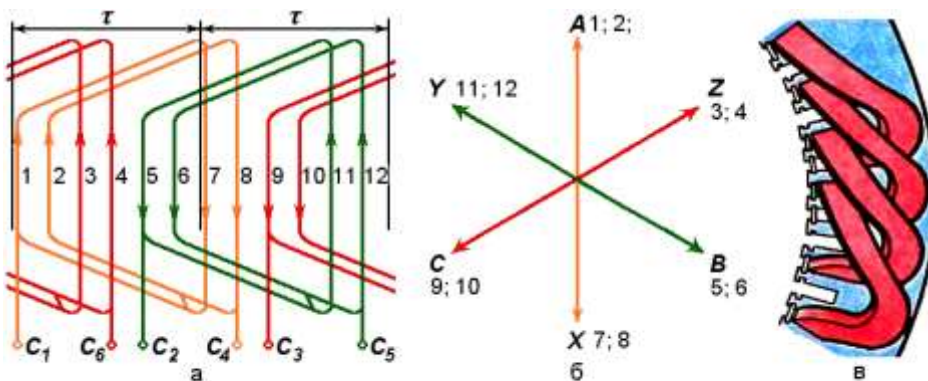


Рисунок 3.12 – Розгорнута схема цепної шаблонної обмотки ($Z = 12$, $2p = 2$, $q = 2$) (а), її зірка пазових частин ЕРС (б) та конструкція лобових частин (в)

значно спрощує їх ручне виконання, а отже, робить їх більш дешевими. Шаблонними виконуються рівносекційні (рис. 3.6, в) та цепні (рис. 3.6, б) обмотки.

На (рис. 3.12, а) зображена розгорнута схема трифазної шаблонної обмотки двополюсної

машини, подана зірка пазових ЕРС (рис. 3.12, б) та показане виконання (рис. 3.12, в) лобових частин, трапецеїдальна форма яких скорочує їх довжину і, відповідно, витрату обмоткового матеріалу. Крім цього, всі секції такої обмотки мають однаковий опір.

Основним недоліком всіх одношарових обмоток є неможливість використати в них секції з укороченим кроком, що необхідно для покращення робочих властивостей машин змінного струму.

1.3. ДВОШАРОВІ ОБМОТКИ СТАТОРА

Двошарові обмотки поділяються на петлясті та хвилясті і мають більш широке використання, ніж одношарові завдяки можливості отримати оптимальний крок. У таких обмотках сторони секції розташовуються у верхньому та нижньому шарі відповідних пазів, що віддалені один від одного на крок обмотки y . На розгорнутих схемах двошарових обмоток паз зображується двома паралельними лініями: суцільною – верхня секційна сторона (верхній шар), та пунктирною – нижня. За зіркою пазових ЕРС напрям ЕРС задається тільки для верхніх шарів (у пазах Y, A, Z – догори, а в B, X, C – донизу), а у відповідності до цього визначається напрям і в нижніх шарах. На зірці пазових ЕРС розподіл пазів по зонах також подається лише для верхніх шарів, розподіл нижніх шарів співпадає з ним лише у випадку $y = \tau$. Найчастіше $y < \tau$, тому в одному пазах можуть розташовуватись секційні сторони різних фаз.

Петлясті обмотки. Розглянемо приклад побудови двошарової петлястої обмотки з укороченим кроком (рис. 3.13). Зірка пазових ЕРС такої обмотки зображена на (рис. 3.8, а). Крок обмотки

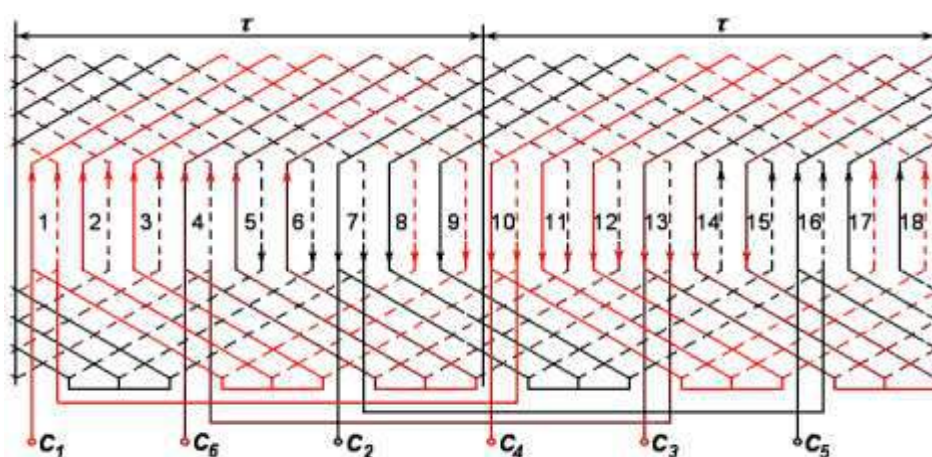


Рисунок 3.13 – Розгорнута схема двошарової обмотки з укороченим кроком

$y = 0,8\tau = 0,8Z_1/2p = 0,8 \cdot 18/2 \approx 7$, тобто, нижні секційні сторони будуть зміщені на два пази в порівнянні з верхніми, і в кожному пазах з парним номером та номером кратним трьом будуть розташовані секційні сторони різних фаз (наприклад, в другому та третьому – фази A і фази C).

Двошарова обмотка при значній кількості полюсів (наприклад, в синхронному гідрогенераторі), через обмежені розміри полюсної поділки, може мати дробове значення q . Достоїнство такої обмотки в тому, що при незначній кількості пазів, що припадає на полюс та фазу, в обмотці створюється ЕРС за формою достатньо близька до синусоїдальної. Пояснюється це тим, що послідовно сполучені секційні групи, які лежать під різними полюсами, виявляються дещо зміщеними в полі, що і призводить до зменшення дії вищих гармонік.

При серійному виробництві двигунів, щоб мати один штамп для виготовлення пластин осердя

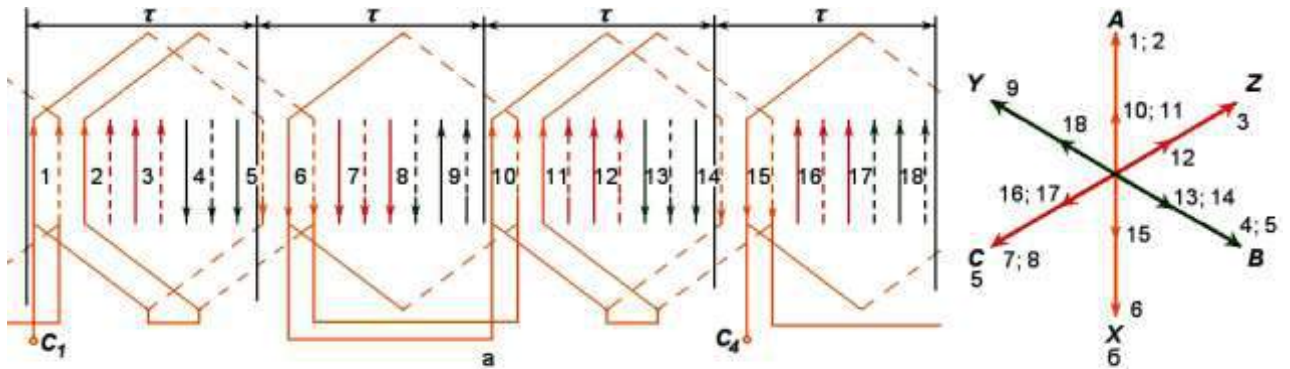


Рисунок 3.14 – Розгорнута схема фази A двошарової обмотки з дробовим q (а) та зірка пазових ЕРС обмотки (б)

статора двигунів різної частоти обертання, також використовуються обмотки з дробовим q . Наприклад, при $Z_1 = 18$ можна виконати обмотку дво полюсної машини при $q = 3$ і чотиріполюсної при $q = 1,5$. Розгорнута схема фази A останньої зображена на (рис. 3.14, а), решта фаз для наочності не показані. Розподіл по зонах верхніх шарів пазів цієї обмотки показаний на (рис. 3.14, б).

Хвилясті обмотки. Хвилясті стрижневі обмотки (рис. 3.5) також виконуються двошаровими. Таку обмотку можна отримати послідовно з'єднуючи провідники однієї фази, що розташовані під сусідніми

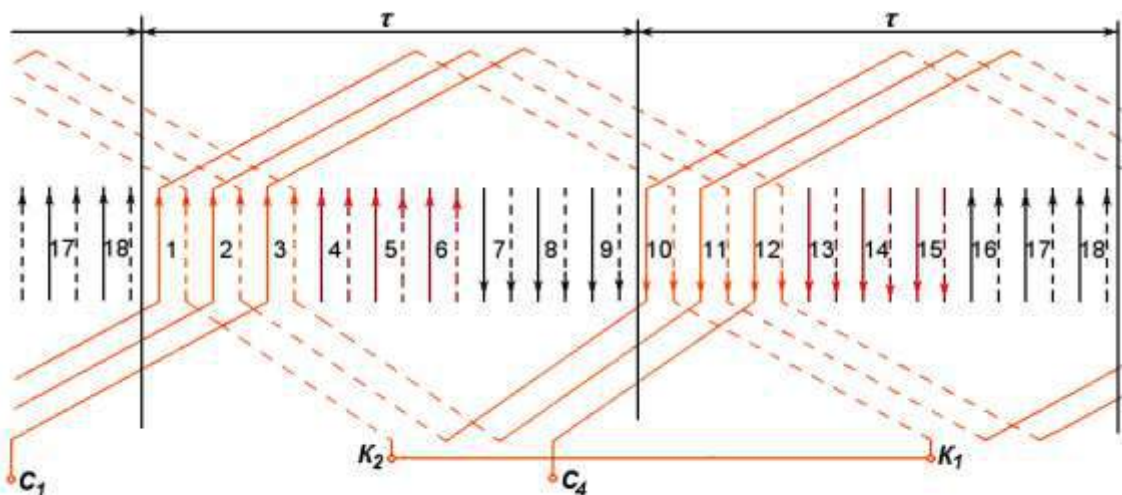


Рисунок 3.15 – Розгорнута схема фази A хвилястої двошарової обмотки

полюсами. На (рис. 3.15) зображена розгорнута схема фази A стрижневої обмотки (фази B та C, щоб не затемняти рисунок не зображені). Зірка пазових ЕРС цієї обмотки зображена на (рис. 3.8, а). Фаза A (початок C_1) розпочинається в третьому, а не в першому пазу тому, що в іншому разі після обходу кола статора останній стрижень необхідно не укорочувати, а подовжувати, що збільшує затрати обмоткового дроту. Укорочення лобової частини останнього стрижня необхідне, щоб після обходу обмотка не замкнулась сама на себе.

Число обходів в одному напрямі дорівнює q (в даному випадку три). Так, починаючи з верхнього шару третього пазу, виконується три обходи статора вправо з кроком у дев'ять пазів (після кожного обходу крок укорочується на один паз, тобто виконується у вісім пазів), і закінчується ця частина обмотки в нижньому шарі пазу 10 кінцем K_1 . Ще три обходи з таким же кроком розпочинаються у верхньому шарі пазу 12 – C_4 (кінець фази) і закінчується у нижньому шарі першого пазу – K_2 . Кінці обходів K_1 , та K_2 з'єднуються між собою, тобто, на дві секційні групи необхідно одне з'єднання в фазі (аналогічна петляста обмотка буде мати теж одне з'єднання). Якщо обмотка має число пар полюсів більше одиниці, то в петлястій обмотці число з'єднань між секційними групами зростає в $2p$ разів, а в хвилювій – залишиться рівним одиниці, що суттєво скорочує витрати на провідники з'єднань.

2. ТЕМА ЕЛЕКТРОРУШІЙНА СИЛА ОБМОТКИ СТАТОРА МАШИНИ ЗМІННОГО СТРУМУ

Робота будь-якої машини змінного струму супроводжується індукуванням ЕРС в її обмотці статора. *Якщо це машина синхронна, то ЕРС створюється постійним магнітним потоком, що обертається разом з ротором; якщо асинхронна, то це – ЕРС самоіндукції, що наводиться змінним обертовим полем статора.* Незважаючи на цю різницю у створенні, ЕРС обмоток статора у всіх машинах змінного струму визначаються однаково.

2.1. ЕЛЕКТРОРУШІЙНА СИЛА СЕКЦІЇ

Обертання магнітного поля відносно обмотки статора веде до створення в її секціях ЕРС. Ця ЕРС буде змінною, тому що відносно нерухомих провідників секції по чергові проходять полюси різної полярності. Період зміни ЕРС відповідає часу переміщення двох сусідніх полюсів відносно провідника. За один оберт поля в провіднику зміниться стільки періодів ЕРС, скільки пар полюсів p перетнуло провідник, відповідно за n обертів у хвилину – $p \cdot n$ періодів. Таким чином частота ЕРС обмотки статора f_1 може бути визначена, як число періодів за одну секунду:

$$f_1 = p \cdot n / 60 \quad (2.1)$$

або з урахуванням, що $\omega = 2\pi n / 60$, будемо мати:

$$f_1 = p \cdot \omega / 2\pi \quad (2.2)$$

Форма кривої ЕРС в значній мірі буде залежати від форми розподілу магнітного поля на полюсній поділці. Досягти синусоїдального розподілу цього поля практично неможливо, тому обмотку необхідно виконати так, щоб у її секціях створювалась ЕРС найближча до синусоїдальної за будь-якого розподілу поля.

ЕРС секції буде пропорційна ЕРС витка, яка в освою чергу дорівнює двом ЕРС провідника $2e_{np}$. ЕРС, що створюється у провіднику, у відповідності до закону електромагнітної індукції (В.1), при сталих довжині провідника l та лінійній швидкості руху v магнітного поля, пропорційна магнітній індукції B_δ у тому місці x повітряного проміжку, напроти якого розташований провідник Pr (рис.3.16):

$$e_{np} \equiv B_{\delta x}. \quad (2.3)$$

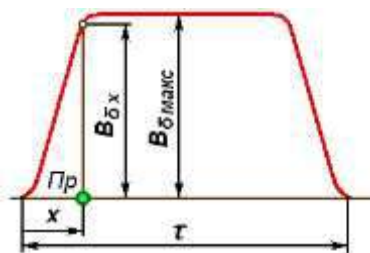


Рисунок 3.16 – Графік розподілу магнітної індукції в повітряному проміжку електричної машини

Крива зміни ЕРС провідника в часі буде повторювати форму кривої розподілу індукції $B_{\delta x}$ в просторі на відстані двох полюсних поділок.

Враховуючи, що крива розподілу магнітної індукції звичайно несинусоїдальна і змінюється періодично, її можна розкласти в гармонічний ряд. Так як крива індукції для всіх полюсів має однаковий розподіл і симетрична відносно осі абсцис, то при її розкладанні, будуть відсутні парні гармоніки (0, 2, 4,...). Амплітуди ж непарних гармонік, що лишаються, зі зростанням їх порядку ν , знижуються на стільки, що враховувати гармоніки вищого порядку нецільно.

Гармоніки кривої поля називають просторовими – вони змінюються не в часі, а в просторі, характерною їх особливістю є збільшення числа полюсів ($2p \cdot \nu$) і, відповідно, зниження в порядковий номер полюсної поділки і періоду (рис. 3.17). При обертанні полюса відносно обмотки статора (рис. 3.7) з частотою обертання n магнітна

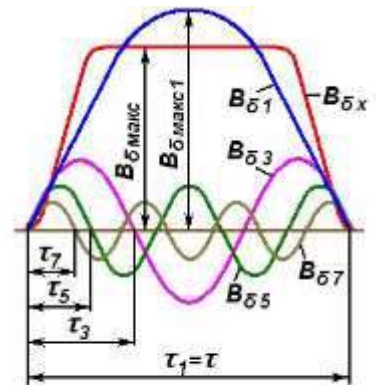


Рисунок 3.17 – Розкладання кривої магнітної індукції полюса в просторовий гармонічний ряд

індукція, не змінюючи своєї конфігурації, буде обертатися відносно обмотки статора з такою ж частотою обертання n . Таке має місце у синхронних машинах.

Кожна гармоніка, що складає поле, також буде обертатись з частотою обертання n і створювати згідно (В.1) у провідниках обмотки свою ЕРС, з частотою пропорційною числу пар полюсів $2p$. І саме цієї гармоніки, а отже, порядковому номеру ν гармоніки:

$$e_{\nu} = B_{\delta \max \nu} \cdot l \cdot \nu \cdot \sin(\nu \omega t), \quad (2.4)$$

тобто для першої гармоніки (вона ще називається “основною”):

$$e_{\nu 1} = B_{\delta \max 1} \cdot l \cdot \nu \cdot \sin \omega t; \quad (2.5)$$

де $B_{\delta \max 1}$, $B_{\delta \max \nu}$ – максимальні значення першої та ν -ї гармонік індукції поля в повітряному проміжку.

Діюче значення ЕРС провідника першої гармоніки визначиться як:

$$E_{\nu 1} = B_{\delta \max 1} \cdot l \cdot \nu / \sqrt{2}. \quad (2.6)$$

Розрахунки ЕРС зручніше проводити користуючись не індукцією, а потоком магнітного поля, перша просторова гармоніка якого $\Phi_{\max 1}$.

При цьому максимальне значення магнітної індукції першої гармоніки виражається через середнє:

$$B_{\delta \max 1} = B_{\text{ср}1} \cdot \pi / 2, \quad (2.7)$$

де $B_{\text{ср}1} = 2p \cdot \Phi_{\max 1} / \pi \cdot D_1 \cdot l$ – середнє значення першої гармоніки індукції магнітного поля, для якої полюсна поділлка $\tau_l = \tau$ (рис. 3.17), визначене по аналогії з (1.16), D_1 – діаметра розточки статора. Тоді з урахуванням (1.15) стосовно діаметра розточки статора D_1 замість діаметра якоря D_a , та у відповідності до (3.4), підставляючи в (3.8) отримаємо:

$$E_{\nu 1} = (2p \cdot \Phi_{\max 1} / \pi \cdot D_1 \cdot l) \cdot (\pi / 2) \cdot l \cdot [(D_1 / 2) \cdot (2\pi \cdot f_1 / p)] / \sqrt{2} \quad (2.8)$$

де f_1 – частота ЕРС першої гармоніки. Провівши в (3.10) необхідні скорочення, будемо мати значення ЕРС провідника першої часовою гармоніки, з урахуванням, що $\pi / \sqrt{2} = 2,22$:

$$E_{\nu 1} = 2,22 f_1 \cdot \Phi_{\max 1}. \quad (2.9)$$

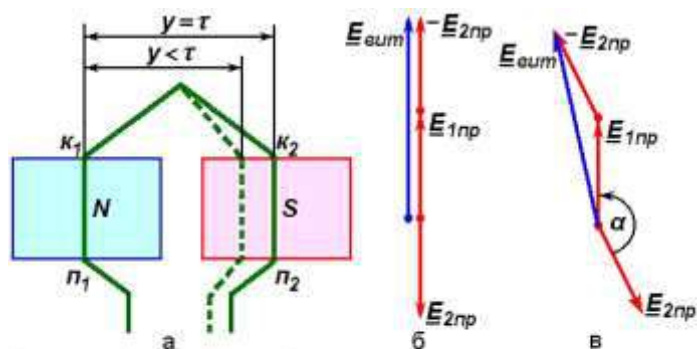


Рисунок 3.18 – Виток обмотки (а) і його векторні діаграми ЕРС при діаметральному (б) та укороченому кроці (в)

Відповідно ЕРС витка, що складається з двох провідників, розташованих під різними полюсами, враховуючи, що ввімкнені вони назустріч один одному (кінець K_1 першого провідника з'єднаний з кінцем K_2 другого), можна визначити як геометричну різницю ЕРС провідників (рис. 3.18). З рисунка видно, що при діаметральному кроці геометрична різниця ЕРС є арифметичною сумою, а при укороченому – ЕРС витка $E_{\phi 1}$ змінюється пропорційно $\sin(\alpha/2)$:

$$E_{\phi 1} = 2E_{np1} \cdot \sin(\alpha/2) = 4,44f_1 \cdot \Phi_{\max 1} \cdot k_{y1}, \quad (2.10)$$

де $k_{y1} = \sin(\alpha/2)$ – коефіцієнт укорочення, який враховує зниження ЕРС за рахунок укорочення кроку обмотки, тому що при $y < \tau$ виток зчіплюється не з повним потоком $\Phi_{\max 1}$. При цьому кут α також буде пропорційним укороченню кроку, тобто $\alpha = [(y/\tau) \cdot 180^\circ]$ електричного кута.

З урахуванням (3.12), діюче значення ЕРС першої гармоніки секції, що має число витків W_s :

$$E_{s1} = E_{\phi 1} W_s = 4,44f_1 \cdot \Phi_{\max 1} \cdot W_s \cdot k_{y1}, \quad (2.11)$$

тобто буде відповідно в W_s більше ніж ЕРС одного витка.

2.2. ЕЛЕКТРОРУШІЙНА СИЛА СЕКЦІЙНОЇ ГРУПИ

Як відомо, секційна група будь-якої обмотки статора складається з q секцій, що розташовуються в сусідніх пазах, тому можна вважати, що в кожній із q секцій створюється приблизно рівні по модулю ЕРС, а напрям у них буде різний, тому що кожен паз зсунутий відносно сусіднього на пазовий електричний кут β :

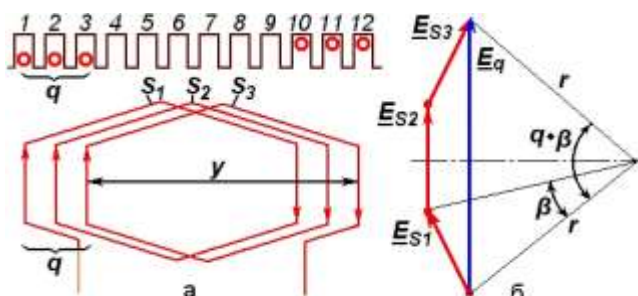


Рисунок 3.19 – Секційна група (а) та векторна діаграма ЕРС її секцій (б) фази обмотки статора

$$\beta = 360p/Z_1. \quad (2.12)$$

Враховуючи, що секції в секційних групах з'єднані послідовно (рис. 3.19, а), результатна ЕРС першої гармоніки E_{q1} буде геометричною сумою ЕРС секцій, що складають секційну групу (рис. 3.19, б). Ця ЕРС буде меншою, від арифметичної суми ЕРС $q \cdot E_{s1}$ цих секцій (таку ЕРС створювала б скупчена обмотка з такою ж кількістю витків, як і у

розподіленої). Відношення реальної ЕРС E_{q1} , що створюється в секційній групі розподіленої обмотки, до ЕРС, яка б створювалась в еквівалентній скупченій обмотці $q \cdot E_{s1}$, називається *коефіцієнтом розподілення*:

$$k_{p1} = E_{q1} / (q \cdot E_{s1}). \quad (2.13)$$

Враховуючи, що модулі векторів ЕРС секцій приблизно рівні ($E_{s1} \approx E_{s2} \approx E_{s3}$), а самі вектори зсунуті на кут β , можна визначити коефіцієнт розподілення, використовуючи (рис. 3.19, б). Розглядаючи зображену на ньому фігуру як частину багатокутника, вписаного в коло радіуса r , отримаємо для першої гармоніки ЕРС з урахуванням (3.15):

$$k_{p1} = [2r \cdot \sin(q \cdot \beta / 2)] / [q \cdot 2r \cdot \sin(\beta / 2)] = [\sin(q \cdot \beta / 2)] / [q \cdot \sin(\beta / 2)] \quad (2.14)$$

Підставивши в (2.14) значення β (2.12) та $m = 3$, отримаємо більш зручну формулу для розрахунків коефіцієнта розподілення першої гармоніки трифазної обмотки:

$$k_{p1} = 1 / [2q \cdot \sin(30/q)] \quad (2.15)$$

Знаючи коефіцієнт розподілення, і враховуючи (3.11), визначається діюче значення ЕРС секційної групи першої гармоніки E_{q1} :

$$E_{q1} = 4.44 f_1 \cdot \Phi_{\max 1} \cdot W_s \cdot q \cdot k_{y1} \cdot k_{p1}, \quad (2.16)$$

тобто пропорційне ЕРС секції (3.13) та числу пазів на полюс і фазу q .

2.3. ЕЛЕКТРОРУШІЙНА СИЛА ФАЗИ ОБМОТКИ

Фаза обмотки складається з секційних груп, що з'єднуються між собою відповідним чином. Найчастіше це послідовне з'єднання в одну вітку ($a = 1$), яке дозволяє отримати максимальну ЕРС (рис. 3.20, а). У низьковольтних машинах секційні групи з'єднуються паралельно, тоді в одношаровій обмотці $a = p$, а у двошаровій – $a = 2p$ (рис. 3.20, б). Крім цього можливе і змішане з'єднання, коли частина секційних груп вмикається послідовно, створюючи кілька віток, які з'єднуються паралельно (рис. 3.20, в, г).

Число витків паралельної вітки, які створюють ЕРС фази, визначаються:

– для двошарової обмотки

$$W_1 = 2p \cdot q \cdot W_s / a; \quad (2.17)$$

– для одношарової обмотки

$$W_1 = p \cdot q \cdot W_s / a. \quad (2.18)$$

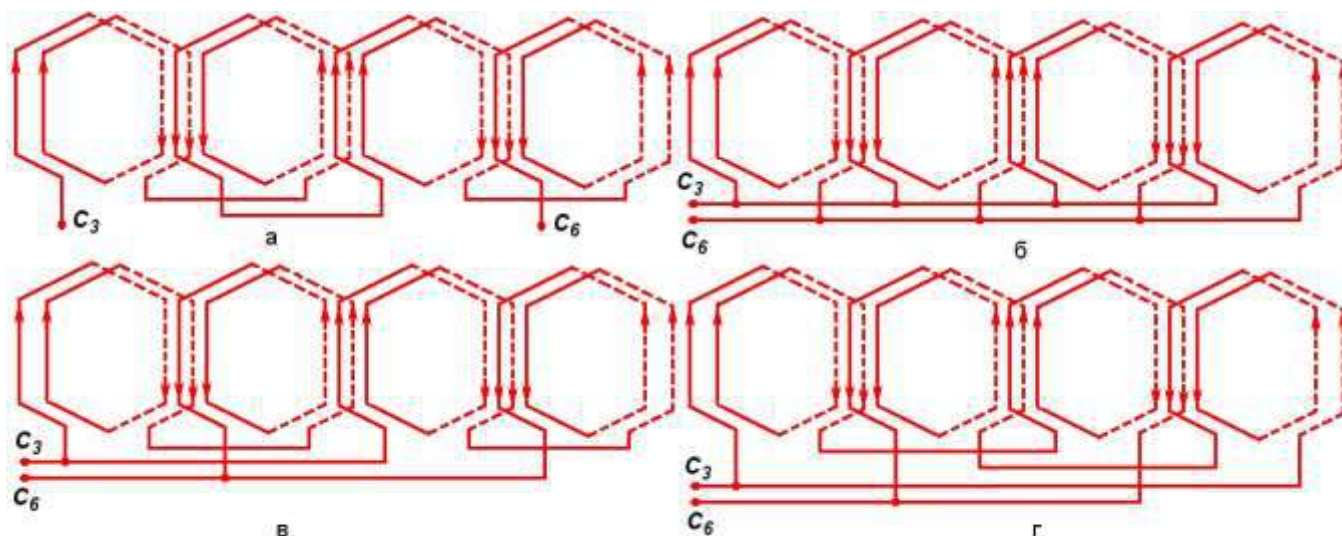


Рисунок 3.20 – Послідовне (а), паралельне (б) та змішане (в,г) сполучення секційних груп фази обмотки статора

З урахуванням (3.19) та (3.20), діюче значення ЕРС першої гармоніки однієї фази визначиться згідно (3.18) як:

$$E_1 = 4,44 f_1 \cdot \Phi_{\max 1} \cdot W_1 \cdot k_{y1} \cdot k_{p1}, \quad (2.19)$$

а отже аналогічно ЕРС обмотки трансформатора (2.12).

2.4. ПОКРАЩЕННЯ ФОРМИ КРИВОЇ ЕРС

Наявність просторових вищих гармонік магнітного потоку в повітряному проміжку створює в обмотці, крім ЕРС першої гармоніки, ЕРС інших, вищих гармонік, частота яких $f_v = \nu \cdot f_1$, пропорційна числу полюсів відповідної гармоніки поля. Таким чином діюче значення вищої гармоніки ЕРС (порядку ν) визначиться як:

$$E_v = 4,44 f_v \cdot \Phi_{\max \nu} \cdot W_1 \cdot k_{y\nu} \cdot k_{p\nu}, \quad (2.20)$$

де $\Phi_{\max \nu}$ — максимальне значення потоку, зумовлене ν -ю гармонічною складовою магнітного поля; $k_{y \nu}$, $k_{p \nu}$ — коефіцієнти укорочення та розподілення для ν -ї гармоніки. При визначенні коефіцієнтів $k_{y \nu}$ та $k_{p \nu}$ враховується те, що число полюсів ν -ї гармоніки в ν разів більше ніж у першої, а це, відповідно, в ν разів збільшує і електричні кути зсуву:

$$k_{y \nu} = \sin (\nu \alpha / 2); \quad (2.21)$$

$$k_{p \nu} = \sin (q \cdot \nu \beta / 2) / [q \cdot \sin (\nu \beta / 2)]. \quad (2.22)$$

Після визначення значення ЕРС першої та вищих гармонік, визначається результantsна ЕРС обмотки фази:

$$E_{\phi} = \sqrt{E_1^2 + E_3^2 + E_5^2 + E_7^2 + \dots} \quad (2.23)$$

Наявність вищих гармонік, як випливає з (3.25), підвищує величину фазної ЕРС, але спотворює її форму, тому задача отримання синусоїдальної ЕРС практично зводиться до усунення або значного ослаблення дії вищих синусоїдальних гармонік, в першу чергу третьої, п'ятої та сьомої.

Відомо (див. 2.3.3), що струми та ЕРС третьої гармоніки у всіх фазах трифазної обмотки співпадають в часі (по фазі). З цієї причини в лінійних ЕРС (напругах) при схемах сполучення обмоток зіркою чи

трикутником треті гармоніки будуть відсутніми (при зірці, вони, будучи різницею між фазними, дорівнюють нулю, а при трикутнику — замикаються в ньому, не виходячи в лінію). Все, що стосується третьої гармоніки, справедливо і для вищих гармонік, номери яких кратні трьом (9, 15 тощо).

Зниженню гармонічних складових ЕРС вищих третьої і приблизення її, за рахунок цього, до синусоїдальної, сприяє укорочення кроку та розподілення обмотки по пазах. Укороченням кроку можна повністю виключити дію будь-якої гармоніки, в залежності від того, на яку частину полюсної поділки укорочується крок секції.

Як випливає з (рис. 3.21, б, в), в обмотці з кроком, укороченим на $1/5 \tau$, п'ята гармоніка знищується за рахунок однакового напрямку ЕРС цієї гармоніки в першій E_{15} та другій E_{25} активних сторонах секції. Аналогічно, для зниження сьомої гармоніки слід укоротити крок на $1/7 \tau$, тобто знищення ν -ї гармоніки

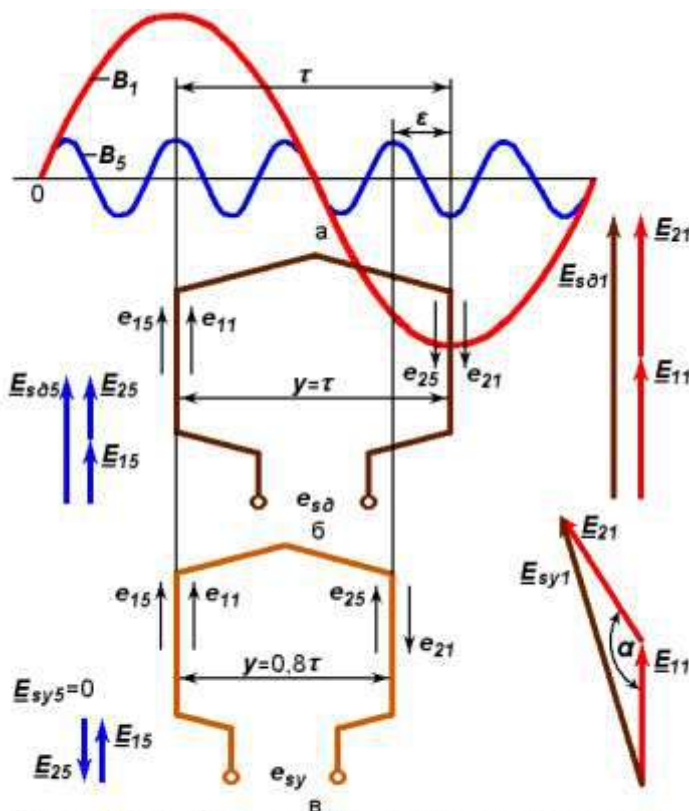


Рисунок 3.21 — Криві першої та п'ятої гармонік індукції (а) і діаметральна (б) та укорочена (в) секції обмотки статора з векторними діаграмами ЕРС відповідних гармонік

потребує укорочення кроку на $1/\nu$ полюсної поділки.

Крім цього, укорочення кроку суттєво зменшує дію інших вищих гармонік, наприклад, укорочення кроку на $1/5\tau$ майже в два рази знижує дію сьомої гармоніки.

Збільшення числа пазів на полюс та фазу також приводить до покращання форми результатної ЕРС. Пояснюється це тим, що коефіцієнт розподілення вищих гармонік значно знижується в порівнянні з коефіцієнтом розподілення першої гармоніки.

Таке зниження зумовлене збільшенням в ν разів кута зсуву між вищими гармонічними ЕРС в секційній групі у порівнянні з ЕРС першої гармоніки. Як наслідок, геометрична сума ЕРС вищих гармонік зменшується.

Чим вище значення q , тим ближча до синусоїди результатна ЕРС фази, але значне збільшення числа q робить машину дорожчою, тому q вибирають в межах 2 – 6.

Наявність пазів і зубців на статорі машини створює нерівномірність повітряного проміжку машини і приводить до зубцевих пульсацій магнітної індукції $B_1 + B_z$ першої гармоніки, перерозподілу магнітного

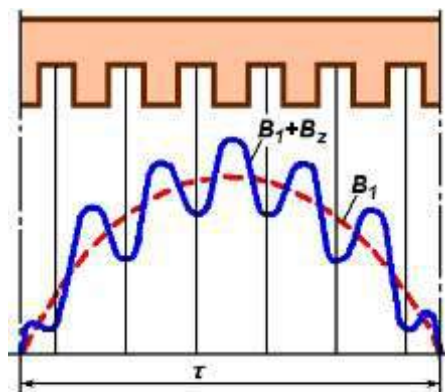


Рисунок 3.22 – Графік індукції магнітного поля з урахуванням зубцевої гармоніки

потoku в повітряному зазорі повздовж полюсної поділки (рис. 3.22). Якщо зубець ротора розташовується під зубцем статора, то індукція в цьому місці зростає, там де паз розташовується під пазом – знижується.

Шкідлива дія зубцевих гармонік ЕРС виражається в тому, що вони викликають додаткові втрати в машині і, маючи підвищену частоту, негативно впливають на роботу ліній зв'язку тощо. Таким чином виникає необхідність у знищенні зубцевих гармонік ЕРС. Скорочення кроку обмотки y по пазах завжди кратне числу зубців і не дозволяє знизити зубцеві гармоніки ЕРС, тому доводиться скошувати пази на статорі або на роторі, як правило, на одну зубцеву поділку t_z . Такий скіс дозволяє знищити ЕРС, що індукується в пазу від зубцевої індукції поля B_z (рис. 3.22) на полюсній поділці.

Скіс пазів знижує ЕРС першої та вищих гармонік, що враховується коефіцієнтом скосу $k_{ск\nu}$. При цьому перша гармоніка знижується незначно ($k_{ск1} \approx 0,995$).

Для врахування зниження ЕРС фази від усіх факторів: укорочення кроку, розподілу обмотки по пазах та скосу пазів – вводиться *обмотковий коефіцієнт* $k_{об\nu}$:

$$k_{об\nu} = k_{y\nu} \cdot k_{p\nu} \cdot k_{ск\nu} . \quad (2.24)$$

При розрахунках результатної ЕРС фази обмотки машини змінного струму (як статора, так і ротора) обов'язково враховується цей коефіцієнт:

$$E = 4,44f \cdot \Phi_{макс} \cdot W \cdot k_{об}, \quad (2.25)$$

а відсутність індексу (3.27) пояснюється справедливістю формули для будь-якої гармоніки ЕРС і як для обмотки статора, так і для обмотки ротора.

3. ТЕМА МАГНІТОРУШІЙНА СИЛА СТАТОРА

Струми, що протікають по обмотці статора, створюють намагнічувальну силу (МРС), а та, в свою чергу, магнітний потік. Характер зміни магнітного потоку в часі та в просторі магнітної системи машини цілком залежить від того, яка МРС створюється обмоткою і як вона змінюється на протязі часу в просторі статора.

3.1. МАГНІТОРУШІЙНА СИЛА ОДНОФАЗНОЇ СКУПЧЕНОЇ ОБМОТКИ

МРС, що створюється обмоткою статора машини змінного струму, змінюється в часі і одночасно розподілена по периметру статора, тобто є функцією не лише часу, але й простору. Вона залежить від досить багатьох факторів, одночасно врахувати які, проводячи її аналіз, практично неможливо. Тому, розглядаючи МРС обмотки статора, найчастіше вдаються до таких застережень:

- струм в обмотці статора синусоїдальний, а отже, і МРС обмотки є синусоїдальною функцією часу;
- повітряний проміжок по периметру статора незмінний, тобто осердя ротора циліндричне;
- циліндр ротора феромагнітний, а магнітне поле ротором не створюється.

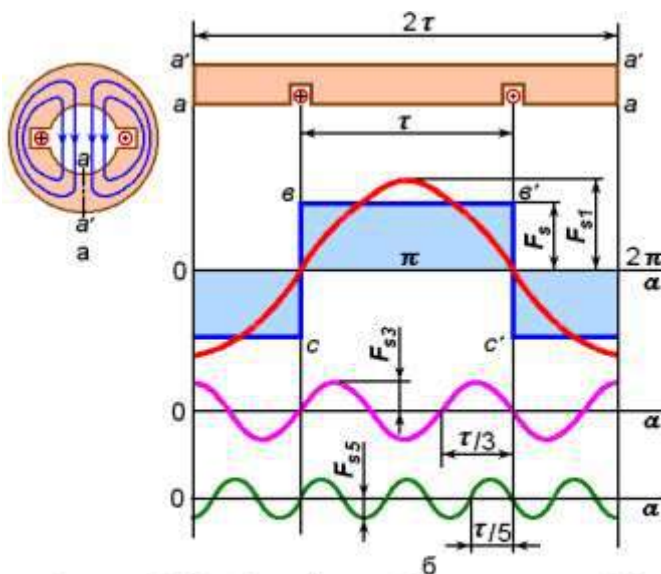


Рисунок 3.23 – Однофазна обмотка статора (а) і графіки її просторових МРС 1-ї, 3-ї та 5-ї гармонічних складових (б)

(по лінії aa') розгортається в пряму і вважається, що результатна МРС змінюється лише по осі паза на відрізок $св$ ($в'с'$) і залишається без зміни в проміжках між пазами – $вв'$ і $с'с$. Вісь абсцис проводиться так, щоб площі кривої по обидва боки від неї були рівними [на (рис. 3.23, б) затемнені], так як потоки одного і другого полюса однакові. Відрізки $вс=в'с'$ в масштабі струму виражають МРС паза $I_{\max} \cdot W_s$, де $I_{\max}$ – максимальне значення струму в обмотці. Слід зазначити, що в будь-якій точці осердя, для заданої миті, МРС однакова: відрізки $вв'$ та $с'с$ паралельні осі абсцис. Струм в обмотці змінюється в часі за синусоїдальним законом, отже відповідно буде змінюватись і миттєве значення МРС секції f_s :

$$f_s = \pm F_{s\max} \sin \omega t, \quad (3.1)$$

де $F_{\text{макс}} = I_{1\text{макс}} \cdot W_s / 2 = \sqrt{2} I_1 \cdot W_s / 2$ – максимальне значення МРС секції на один полюс в будь-якій точці, а I_1 – діюче значення струму обмотки. Знак плюс відноситься до полюса однієї полярності, а мінус – іншої.

Як впливає з (3.28) в кожній точці осердя МРС на протязі часу буде то зростати до максимального значення, то знижуватись до мінімального – така зміна називається *пульсацією*, отже *МРС, що створюється однофазною обмоткою статора буде ступінчатою і пульсуючою в просторі та синусоїдальною в часі.*

Просторову МРС можна розкласти в гармонічний ряд, при цьому амплітуда першої гармоніки F_{s1} найбільша і складає $(4/\pi) \cdot F_s$, а амплітуди вищих гармонік ($F_{s3}, F_{s5}, \dots, F_{sv}$), в порядковий номер менші:

$$f_s(\alpha) = (4/\pi) \cdot F_{\text{макс}} \cdot [\cos \alpha - (1/3)\cos 3\alpha + (1/5)\cos 5\alpha - \dots \pm (1/\nu)\cos (\nu \cdot \alpha)], \quad (3.2)$$

де α – просторовий кут (рис. 3.23, б)

Враховуючи це та (3.28) визначається амплітуда основної F_{s1} та вищих просторових гармонік F_{sv} секції:

$$F_{s1} = (4/\pi) \cdot (\sqrt{2}/2) I_1 \cdot W_s = 0,9 I_1 \cdot W_s; \quad (3.3)$$

$$F_{sv} = F_{s1} / \nu = 0,9 I_1 \cdot W_s / \nu. \quad (3.4)$$

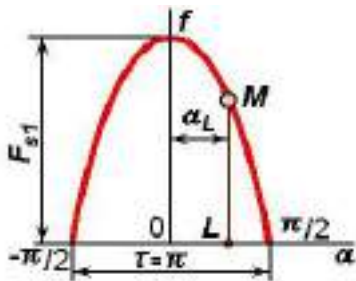


Рисунок 3.24 – Миттєве значення МРС у заданій точці

Слід також зазначити, що максимальне значення МРС F_{sv} , кожної гармоніки в будь-якій точці осердя залежить від просторового кута, який визначає фазу α точки, відносно амплітуди першої гармоніки (рис. 3.24).

На цьому рисунку точка L відстає від лінії максимального значення МРС першої гармоніки на кут α_L , тому амплітуда МРС LM у точці L буде визначатись як

$$F_{s1(L)} = F_{s1} \cdot \cos \alpha_L = 0,9 I_1 \cdot W_s \cdot \cos \alpha_L. \quad (3.5)$$

При синусоїдальній зміні струму в часі, МРС в будь-якій точці, а отже, і в точці L , буде змінюватись також синусоїдально, тобто, значення пульсуючої першої просторової гармоніки МРС секції в кожній точці статора можна записати таким чином:

$$f_{sL} = \pm 0,9 I_1 \cdot W_s \cdot \cos \alpha_L \cdot \sin \omega t. \quad (3.6)$$

В загальному вигляді, для будь-якої гармоніки

$$F_{sv} = (0,9I_1 \cdot W_s / \nu) \cdot \cos(\nu \cdot \alpha) \cdot \sin \omega t. \quad (3.7)$$

В цілому обмотка фази буде складатися з p (одношарова обмотка) або $2p$ (двошарова обмотка) секційних груп по q секцій у кожній, тому амплітуда основної та вищих просторових гармонік обмотки з урахуванням числа витків обмотки W_1 (3.19) та (3.20) і обмоткового коефіцієнта (3.26) буде визначена:

$$F_{\phi 1} = 0,9I_1 \cdot W_1 \cdot k_{об1} / p; \quad (3.8)$$

$$F_{\phi \nu} = 0,9I_1 \cdot W_1 \cdot k_{об \nu} / (p \cdot \nu) \quad (3.9)$$

Слід зазначити, що корисний магнітний потік в машині створює лише основна (перша) гармоніка МРС, а вищі просторові гармоніки є шкідливими і тому їх дію намагаються знизити.

3.2. МАГНІТОРУШІЙНА СИЛА СКУПЧЕНОЇ ТА РОЗПОДІЛЕНОЇ ТРИФАЗНИХ ОБМОТОК

Магнітний потік трифазної машини створюється намагнічувальною силою, що наводиться одночасно трьома фазними обмотками. Кожна фазна обмотка створює свою пульсуючу в просторі МРС, зсунуту в часі і просторі магнітної системи на електричний кут у 120° ел. Результатна МРС буде також

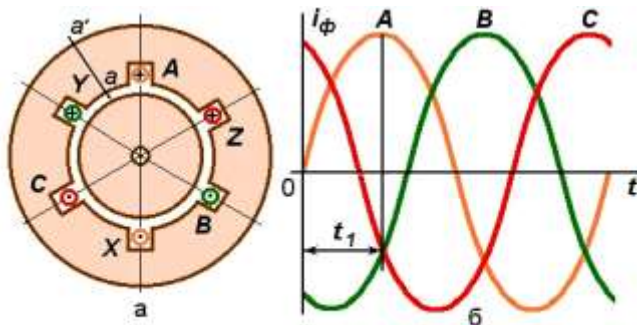


Рисунок 3.25 – Трифазна скупчена обмотка статора (а) та графіки її фазних струмів (б)

ступінчатою, при цьому число сходинок кривої на кожну пару полюсів буде залежати від типу обмотки. Розглянемо ступінчасті криві МРС скупченої та розподіленої трифазних обмоток, щоб переконатись, що розподіл обмотки в кілька пазів приводить до зниження дії вищих просторових гармонік.

З цією метою проведемо побудову МРС скупченої одношарової трифазної обмотки двополюсної машини. Як відомо, така обмотка буде мати три секції і розташовуватись в шести пазах (рис. 3.25, а). При живленні її від мережі симетричної напруги в фазах будуть протікати симетричні струми i_ϕ (рис. 3.25, б), напрям яких в кожній фазі для моменту часу t_1 показаний на (рис. 3.25, а).

На (рис. 3.26, а) методом інтегральної кривої зображена МРС, що створюється у цій обмотці в мить часу $t = t_1$, коли максимальне значення струму, а отже і МРС (прийняте за одиницю), у фазі A (F_A, F_X), тому в решті фаз (F_B, F_Y, F_C, F_Z) МРС рівна половині МРС фази A . Статор умовно розрізаний по лінії aa' . Тобто $F_A = 1; F_X = -1; F_B = F_C = -1/2; F_Y = F_Z = 1/2$.

На (рис. 3.26, б) зображена інтегральна крива розподіленої ($q = 2$) обмотки, число витків у секції W_s якої вдвічі менше ніж у обмотки (рис. 3.25, а), а число секції секційної групи, відповідно вдвічі більше, тому максимальне значення МРС $F_{\max}$ цієї обмотки таке ж як і МРС скупченої обмотки. Довжина кожного відрізка відкладена з урахуванням того, що МРС кожного паза у порівнянні з МРС паза скупченої

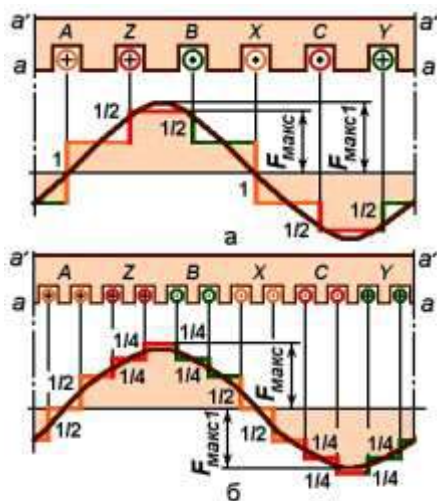


Рисунок 3.26 – Інтегральні криві скупченої (а) та відповідної їй розподіленої (б) обмотки статора

де F_{pv}, F_{cv} – МРС v -ї просторової гармоніки відповідно розподіленої та скупченої обмоток.

обмотки вдвічі менша: $F_A = 1/2$; $F_Z = 1/4$; $F_B = -1/4$; $F_X = -1/2$; $F_C = -1/4$; $F_Y = 1/4$. Через середини відрізків проведена крива основної гармоніки. Порівнюючи ламані криві МРС скупченої та розподіленої обмоток, переконуємося в тому, що розподілена обмотка створює МРС числом сходинок в q раз більшим, ніж крива МРС скупченої обмотки, тому вона є ближчою до синусоїди, а отже дія вищих просторових гармонік в якій значно знижена.

Зниження амплітуди просторових гармонік МРС, що враховуються коефіцієнтом розподілу k_{pv} можна прослідкувати на зображених кривих основної гармоніки (рис. 3.26): $F_{1p} < F_{1c}$, тобто

$$F_{vp} = F_{cv} \cdot k_{pv}, \quad (3.10)$$

3.3. КРУГОВЕ ОБЕРТОВЕ, ЕЛІПТИЧНЕ І ПУЛЬСУЮЧЕ МАГНІТНІ ПОЛЯ

При живленні будь-якої трифазної обмотки статора змінною симетричною напругою (рис. 3.25, б) в магнітній системі машини результатна МРС трьох фаз (рис. 3.26) створює результатний магнітний потік. Розглянемо, на прикладі обмотки (рис. 3.25, а), як змінюється в просторі осердя статора вектор цього потоку Φ .

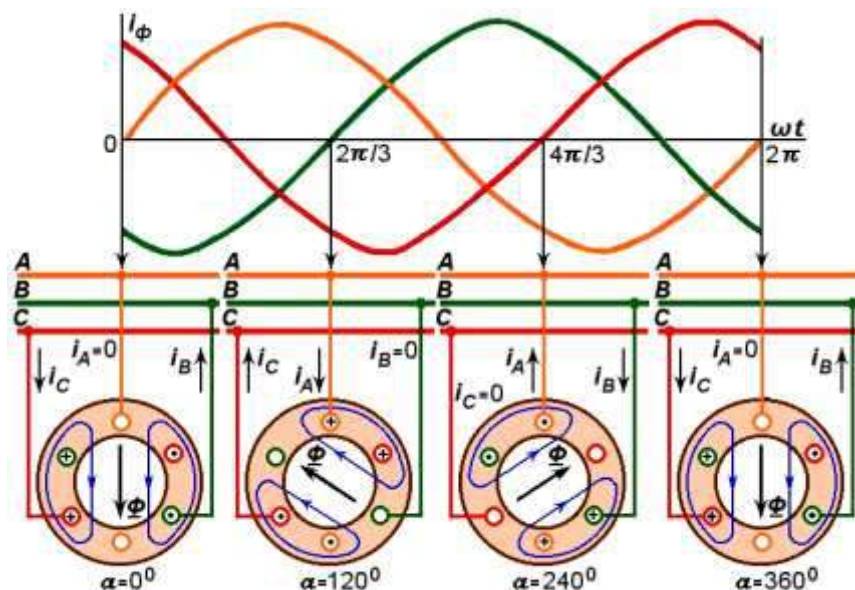


Рисунок 3.27 – Принцип утворення обертової магніторушійної сили

З цією метою проведемо його побудову для точок $0, 2\pi/3, 4\pi/3$ та 2π (рис. 3.27). В момент часу 0 струм у фазі A обмотки дорівнює нулю, в фазі B має напрям до спостерігача, а у фазі C – від спостерігача. У відповідності із вказаними у пазових сторонах обмотки напрямками струмів, визначається (за правилом буравчика) напрям МРС, а отже і магнітного потоку (вектор Φ виявився направлений вертикально вниз вздовж осі фази A , струм у якій відсутній). В момент часу $2\pi/3$ струм в обмотці

фази B дорівнює нулю, в фазі C має напрям до спостерігача, а у фазі A – від спостерігача. Виконавши знову побудову магнітного потоку, аналогічно моменту часу 0 , бачимо, що вектор Φ повернувся відносно свого попереднього положення на кут 120° за годинником. Провівши аналогічні побудови для моментів часу $4\pi/3$ і 2π , переконуємось, що магнітний потік кожного разу повертався за годинником на кут 120° і за період змінного струму 2π виконав повний оберт (360°). Якщо машина буде мати не одну пару полюсів, як у розглянутому випадку, то за період змінного струму вектор Φ повернувшись на електричний кут в 360° ел., не виконає повного оберту – він обернеться зворотно пропорційно числу пар полюсів (наприклад при $p = 2$ на півоберта, а при $p = 3$ – на третину тощо).

Враховуючи, що в обмотках фаз протікають симетричні струми, вектор результантного потоку обертаючись не змінюється по довжині і описує круг, а тому поле називається круговим обертаним магнітним полем.

Частота обертання n_1 такого поля, *синхронна частота обертання*, буде пропорційна частоті струмів f_1 і зворотно пропорційна числу пар полюсів p обмотки статора.

$$n_1 = 60f_1/p. \quad (3.11)$$

Значення синхронних частот обертання для промислової частоти змінного струму $f_1 = 50$ Гц при різних кількості пар полюсів машини можна виразити таким рядом:

Число пар полюсів p	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Синхронна частота обертання n_1 , об/хв.	3000	1500	1000	750	600	500	428,6	375	333,3	300	272,7	250

Якщо порядок чергування фаз у обмотці статора **A; B; C**, то магнітне поле машини буде обертатися за годинником (рис. 3.27). *Щоб змінити напрям обертання поля, тобто здійснити його реверсування, необхідно змінити порядок чергування фаз, перемкнувши місцями будь-які дві з них. Зміна чергування всіх трьох фаз до реверсування не приведе.*

Для визначення амплітуди основної гармоніки МРС трифазної обмотки необхідно скласти основні гармоніки МРС обмоток фаз, осі яких зміщені між собою в просторі на електричний кут в 120° ел.

$$\left\{ \begin{array}{l} f_A = F_{\phi 1} \sin \omega_1 t \cos \alpha; \\ f_B = F_{\phi 1} \sin(\omega_1 t - 120^\circ) \cos(\alpha - 120^\circ); \\ f_C = F_{\phi 1} \sin(\omega_1 t - 240^\circ) \cos(\alpha - 240^\circ), \end{array} \right. \quad (3.12)$$

$$\quad (3.13)$$

$$\quad (3.14)$$

де $F_{\phi 1}, \omega_1$ – амплітуда і кутова частота основної просторової гармоніки фази.

Після заміни $\sin \omega_1 t \cos \alpha = 1/2[\sin(\omega_1 t - \alpha) + \sin(\omega_1 t + \alpha)]$ в кожній фазі і склавши миттєві значення МРС фаз, можна отримати:

$$f_A + f_B + f_C = 1,5 F_{\phi 1} \sin(\omega_1 t - \alpha) = F_1 \sin(\omega_1 t - \alpha), \quad (3.15)$$

при цьому, враховуючи, що $F_{\phi 1} = 0,9 W_1 I_1 k_{o61}/p$ у відповідності з (3.42), будемо мати

$$F_1 = 1,5 F_{\phi 1} = 1,35 I_1 W_1 k_{o61}/p \quad (3.17)$$

– амплітуду основної гармоніки МРС трифазної обмотки, тобто амплітуда МРС трифазної обмотки на один полюс при симетрії фаз в 1,5 раз більша, ніж амплітуда МРС однофазної обмотки (3.35).

В загальному випадку число фаз в обмотці m_1 , тоді амплітуда МРС першої гармоніки m_1 -фазної обмотки на один полюс

$$F_1 = 0,5m_1 \cdot F_{\phi 1} = 0,45m_1 \cdot I_1 \cdot W_1 \cdot k_{об1}/p \quad (3.18)$$

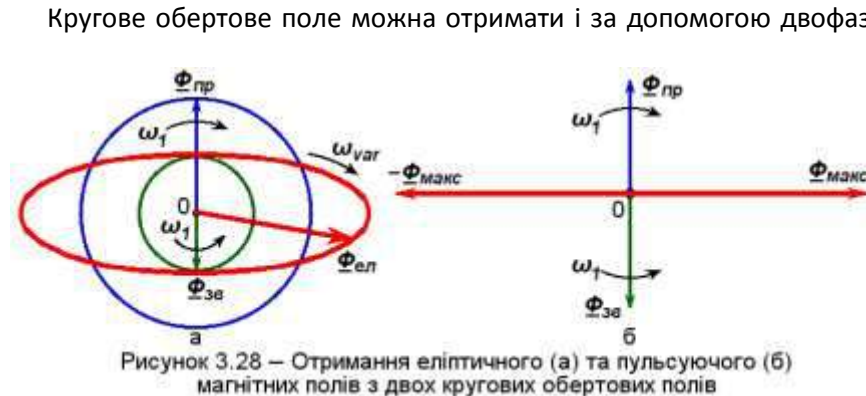


Рисунок 3.28 – Отримання еліптичного (а) та пульсуючого (б) магнітних полів з двох кругових обертових полів

фазах будуть зсунуті в просторі і в часі на електричний кут в 90° ел. Значення цих струмів повинні бути такими, щоб МРС обмоток фаз були рівними.

Якщо в одній із фаз трифазної чи двофазної системи МРС відрізняється від МРС інших фаз, то довжина результату

вектора магнітного поля при обертанні буде змінюватись, і його кінці будуть описувати еліпс, а поле буде називатись *еліптичним* (рис.3.28, а). Причиною виникнення такого поля в синхронних генераторах є несиметричне навантаження по фазах, а в двигунах змінного струму – різне число витків і неоднаковість опорів у обмотках фаз. Таке поле складається з двох кругових обертових полів, що мають вектори різної довжини $\Phi_{пр}$ та $\Phi_{зв}$ і обертаються назустріч одне одному з однаковою постійною частотою обертання ω_1 , хоча частота обертання результату еліптичного поля змінна ω_{var} .

Якщо магнітні потоки прямий $\Phi_{пр}$ та зворотний $\Phi_{зв}$ мають вектори однієї довжини, то результату поле буде *пульсуючим* (рис. 3.28, б). Таке поле не обертається в просторі, а змінюється лише за довжиною від $\Phi_{макс}$ до $-\Phi_{макс}$, його створює однофазна обмотка (рис. 3.23, а), або трифазна при обриві однієї (чи двох) з фаз.

3.4. ВИЩІ ПРОСТОРОВІ ГАРМОНІКИ МРС ТРИФАЗНОЇ ОБМОТКИ

Полюсна поділка МРС вищих просторових гармонік зворотно пропорційна номеру гармоніки, тобто $\tau_v = \tau/v$. Тому їх просторова періодичність зростає пропорційно номеру гармоніки (рис. 3.23, б). Враховуючи це треті гармоніки (та гармоніки, номери яких кратні трьом) будуть співпадати в кожній фазі (див. 2.3.3) і тому МРС цих гармонік трифазної обмотки рівна нулю. МРС вищих гармонік решти номерів (5, 7, 13, ...) суттєво ослабляються розподілом обмотки по пазах, укороченням кроку та скосом пазів.

МРС вищих просторових гармонік трифазної обмотки статора, як і МРС основної, обертової, при цьому їх частота обертання n_v у v разів менше (враховуючи в v разів більшу кількість пар полюсів), ніж частота обертання МРС основної гармоніки:

$$n_v = n_1/v. \quad (3.19)$$

Напряом обертання цих МРС залежить від номеру гармоніки, так МРС гармонік порядку $6x + 1$ (де $x = 1, 2, 3, \dots$) обертаються в той же бік, що і МРС основної гармоніки – *прямо обертові МРС*, а МРС гармонік порядку $6x - 1$ обертаються у зворотний бік – *зворотно обертові МРС*. Обертові магнітні поля, створені вищими гармонічними складовими МРС, індукують в обмотці статора ЕРС основної частоти. Дійсно число пар полюсів магнітного поля просторової гармоніки зростає пропорційно ν , а його частота обертання у стільки ж зменшується, отже згідно (3.3) частота не змінюється.

4. ТЕМА РІВНЯННЯ НАМАГНІЧУВАЛЬНИХ СИЛ ТА СТРУМІВ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА

Основний магнітний потік Φ_0 асинхронного двигуна, як уже зазначалось, створюється двома МРС: статора F_1 та ротора F_2 , що обертаються в один бік з однаковою частотою обертання n_1 , тому

$$\Phi_0 = (F_1 + F_2)/R_m = F_0/R_m, \quad (4.1)$$

де R_m – опір магнітного кола двигуна потоку Φ_0 ; F_0 – результатна МРС двигуна на один полюс, що чисельно дорівнює МРС обмотки статора в режимі НХ (3.44):

$$F_0 = 0,45m_1I_0W_1k_{o61}/p, \quad (4.2)$$

де I_0 – струм НХ в обмотці статора.

МРС обмоток статора і ротора на один полюс в режимі навантаженого двигуна у відповідності до (3.44)

$$F_1 = 0,45m_1I_1W_1k_{o61}/p;$$

$$F_2 = 0,45m_2I_2W_2k_{o62}/p, \quad (4.3)$$

де – m_2 – число фаз обмотки ротора, слід зазначити, що лише двигун з фазним ротором має $m_2 = m_1$, у двигуна із замкненою коротко обмоткою ротора число фаз дорівнює числу стрижнів (пазів) ротора, тобто $m_2 = Z_2$; W_2, k_{o62} – число витків та обмотковий коефіцієнт обмотки ротора, для асинхронного двигуна із замкненим коротко ротором:

$$W_2 = 0,5p, \quad (4.4)$$

а обмотковий коефіцієнт обмотки замкненого коротко ротора при відсутності скосу пазів $k_{o62} = 1$.

При зміні навантаження на валу двигуна, змінюється струм в обмотці статора I_1 і в обмотці ротора I_2 , але основний магнітний потік при цьому залишається незмінним (як і у трансформатора при зміні

навантаження), тому що напруга незмінна ($U_1 = \text{const}$) і, майже повністю, урівноважується ЕРС E_1 обмотки статора (2.25). Якщо знехтувати падінням напруги в обмотці статора, то:

$$\underline{U}_1 \approx -\underline{E}_1. \quad (4.5)$$

Так як ЕРС E_1 пропорційна основному магнітному потоку (4.9), то останній, при зміні навантаження, залишається незмінним. Цим і пояснюється те, що, не дивлячись на зміну МРС F_1 та F_2 , результатна МРС залишається незмінною, тобто $F_0 = F_1 + F_2 = \text{const}$.

Після заміни F_0 , F_1 та F_2 на їхні значення за (4.24), (3.44) і (4.25), отримаємо:

$$0,45m_1 \cdot \underline{I}_0 \cdot W_1 \cdot k_{o61} / p = 0,45m_1 \cdot \underline{I}_1 \cdot W_1 \cdot k_{o61} / p + 0,45m_2 \cdot \underline{I}_2 \cdot W_2 \cdot k_{o62} / p.$$

Поділивши отримане рівняння на $0,45m_1 \cdot W_1 \cdot k_{o61} / p$, маємо *рівняння струмів асинхронного двигуна*:

$$\underline{I}_0 = \underline{I}_1 + \underline{I}_2 \cdot (m_2 \cdot W_2 \cdot k_{o62} / m_1 \cdot W_1 \cdot k_{o61}) = \underline{I}_1 + \underline{I}_2', \quad (4.6)$$

де

$$\underline{I}_2' = \underline{I}_2 \cdot (m_2 \cdot W_2 \cdot k_{o62} / m_1 \cdot W_1 \cdot k_{o61}) \quad (4.7)$$

– струм обмотки ротора, зведений до обмотки статора, а

$$m_1 \cdot W_1 \cdot k_{o61} / m_2 \cdot W_2 \cdot k_{o62} = K_i \quad (4.8)$$

– коефіцієнт трансформації асинхронного двигуна за струмом.

Крім коефіцієнта трансформації за струмом для асинхронного двигуна застосовується коефіцієнт трансформації за ЕРС K_e :

$$K_e = W_1 \cdot k_{o61} / W_2 \cdot k_{o62}. \quad (4.9)$$

Наявність двох коефіцієнтів трансформації у асинхронного двигуна дозволяє в загальному випадку багатофазний ротор (з числом фаз m_2) привести до трифазного, що значно спрощує розрахунки і дозволяє, в кінцевому результаті, електрично з'єднати обмотки ротора і статора в схемі заміщення. Слід також зазначити, що для асинхронного двигуна з фазним ротором ці коефіцієнти рівні:

$$K_i = K_e = K, \quad (4.10)$$

де K – коефіцієнт трансформації асинхронного двигуна з фазним ротором.

Рівняння (4.28) можна записати у вигляді рівняння (2.27) трансформатора:

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_0 + (-\underline{I}_2').$$

З цього рівняння випливає, що струм статора в асинхронному двигуні, як і струм первинної обмотки трансформатора, має дві складові частини: $\underline{I}_0$ – намагнічувальну (практично незмінну) ($\underline{I}_0 \approx \underline{I}_{lp}$) та $-\underline{I}_2'$ – змінну, що компенсує розмагнічувальну дію МРС обмотки ротора при зміні навантаження.

Отже, струм обмотки ротора $\underline{I}_2$ має такий же розмагнічувальний вплив на магнітну систему асинхронного двигуна, як і струм вторинної обмотки трансформатора, а будь-яка зміна механічного навантаження на валу, змінюючи ковзання двигуна, а отже ЕРС і струм ротора, буде змінювати струм в обмотці статора $\underline{I}_1$.

5. ТЕМА ЗВЕДЕНИЙ АСИНХРОННИЙ ДВИГУН

5.1 Проведення розрахунків для реального двигуна досить складно: між обмотками статора і ротора існує тільки магнітний зв'язок, ЕРС та струми і їх частоти в обмотках ротора і статора різні по величині, різні також і кількість фаз на статорі та роторі – що практично унеможливорює розрахунки багатьох величин машини.

Враховуючи це, реальний асинхронний двигун замінюється уявним, теоретичним, так званим, *зведеним*, параметри обмотки ротора якого перераховані (зведені) до обмотки статора (по аналогії зі зведеним трансформатором). При цьому обмотка ротора з числом фаз m_2 , обмотковим коефіцієнтом $k_{об2}$, з числом витків W_2 замінюється уявною обмоткою з m_1 , W_1 , $k_{об1}$. При такій заміні (як і при аналогічній у трансформатора) потужності, втрати на фазові зсуви векторів ЕРС і струмів після зведення повинні залишитись такими ж, як і до зведення. Перерахунок реальних параметрів обмотки ротора на зведені можна виконати за формулами, аналогічними формулам зведення параметрів вторинної обмотки трансформатора до первинної (див. 2.2.3).

Таким чином, при нерухомому роторі зведені величини (як і у трансформатора) позначені штрихом можуть бути визначені співвідношеннями:

$$E_2' = E_2 \cdot K_e; \quad (5.1)$$

$$I_2' = I_2 / K_i; \quad (5.2)$$

$$R_2' = R_2 \cdot K_i \cdot K_e; \quad (5.3)$$

$$X_2' = X_2 \cdot K_i \cdot K_e. \quad (5.4)$$

З урахуванням зведених величин, представляється система рівнянь зведеного асинхронного двигуна, що складається з рівнянь ЕРС обмоток статора (4.11) і ротора (4.22) та рівняння струмів (4.28):

$$\left\{ \begin{array}{l} \underline{U}_1 = -\underline{E}_1 + \underline{I}_1 \cdot \underline{R}_1 + j\underline{I}_1 \cdot \underline{X}_1; \\ 0 = \underline{E}_2' - \underline{I}_2' \cdot \underline{R}_2' / s - j\underline{I}_2' \cdot \underline{X}_2'; \\ \underline{I}_1 = \underline{I}_0 + (-\underline{I}_2'). \end{array} \right. \quad (5.5)$$

Рівняння (4.37) отримане з (4.22) заміною реальних величин на зведені та перенесенням усіх членів у праву частину. У порівнянні з аналогічним рівнянням (2.36), це рівняння не має лівої частини $\underline{U}_2' = 0$ і має величину $\underline{R}_2'/s$, тоді як у аналогічному рівнянні трансформатора, зведений активний опір вторинної обмотки не має коефіцієнта. Однак, рівняння (5.5) можна легко привести до виду (2.36), якщо представити опір $\underline{R}_2'/s$ двома складовими частинами:

$$\underline{R}_2'/s = \underline{R}_2' + \underline{R}_2' \cdot (1 - s)/s. \quad (5.6)$$

Перша складова $\underline{R}_2'$ не залежить від режиму роботи двигуна, а друга $\underline{R}_2' \cdot (1 - s)/s$ – залежить від ковзання, тобто буде змінюватись при зміні навантаження.

Враховуючи (5.6), рівняння ЕРС зведеної обмотки ротора виглядає як

$$\underline{I}_2' \cdot \underline{R}_2' \cdot (1 - s)/s = \underline{E}_2' - \underline{I}_2' \cdot \underline{R}_2' - j\underline{I}_2' \cdot \underline{X}_2'. \quad (5.7)$$

В такому вигляді рівняння ЕРС зведеної обмотки ротора уже не відрізняється від рівняння вторинної обмотки трансформатора (2.36), яка навантажена зведеним опором навантаження $\underline{Z}_H'$ ($\underline{U}_2' = \underline{I}_2' \cdot \underline{Z}_H'$). Іншими словами, зведений асинхронний двигун можна розглядати як зведений трансформатор, що працює на змінне активне навантаження $\underline{R}_2' \cdot (1 - s)/s$. Активна потужність, що виділяється вторинною обмоткою цього “трансформатора” уявляє собою *повну механічну потужність*, яку розвиває навантажений асинхронний двигун, працюючи з ковзанням s :

$$P_2' = m_1 \cdot (\underline{I}_{2\phi}')^2 \cdot \underline{R}_2' \cdot (1 - s)/s, \quad (5.8)$$

де m_1 – число фаз обмотки ротора рівне числу фаз обмотки статора, а $\underline{I}_{2\phi}'$ – фазний струм обмотки ротора зведеного асинхронного двигуна.

5.2. ВЕКТОРНО-ПОТЕНЦІАЛЬНА ДІАГРАМА ТА СХЕМИ ЗАМІЩЕННЯ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА

Заміна реального асинхронного двигуна зведеним дозволяє, як і для трансформатора, побудувати *векторно-потенціальну діаграму*. Від аналогічної діаграми трансформатора (рис. 2.9) вона відрізняється тим, що сума падінь напруги в обмотці ротора (у вторинній обмотці трансформатора) урівноважується ЕРС $\underline{E}_2'$ обмотки нерухомого ротора ($\underline{n}_2 = 0$), тому що обмотка ротора замкнена і напруга на ній рівна нулю. Якщо розглядати падіння напруги на складовій опорі $\underline{I}_2' \cdot \underline{R}_2' \cdot (1 - s)/s$ як напругу на активному навантаженні $\underline{R}_2' \cdot (1 - s)/s$, ввімкненому на затискачі нерухомого ротора, то векторну діаграму асинхронного двигуна можна розглядати як діаграму трансформатора з ввімкненим на затискачі вторинної обмотки активним навантаженням з опором $\underline{R}_2' \cdot (1 - s)/s$.

Основою для побудови такої діаграми є рівняння ЕРС (2.25) і (4.39) та струмів (2.27). При побудові діаграми вважаються відомими параметри обмоток статора R_1 ; X_1 та зведеного ротора R_2' і X_2' . Діаграма будується для заданого навантаження, тобто при заданому ковзанні двигуна s (рис. 4.14).

Побудову діаграми найпростіше починати з вектора струму I_2' , який відкладається у довільному напрямі. Падіння напруги на опорах $R_2' \cdot (1-s)/s$ та R_2' за напрямом співпадають зі струмом і відкладаються послідовно з початку координат у масштабі напруги. Вектор падіння напруги на зведеному індуктивному опорі $jI_2' \cdot X_2'$ випереджує вектор струму на кут в 90° і відкладається з кінця вектора $I_2' \cdot R_2'$. Вектор ЕРС $E_2' = E_1$ є результатним вектором, що з'єднує початок координат з кінцем вектора $jI_2' \cdot X_2'$. Магнітний потік Φ_0 на прямий кут випереджує ЕРС, яку він створює і, в свою чергу, відстає від намагнічувального струму I_0 на кут магнітного запізнення δ . Побудувавши, з уже відомих векторів, рівняння струмів $I_1 = I_0 + (-I_2')$ і отримавши струм обмотки статора I_1 , за його напрямом визначаються напрями векторів падіння напруг в колі обмотки статора. Ці вектори відкладаються з кінця попередньо побудованого вектора $-E_1$, а результатний вектор є напруга U_1 , прикладена до машини. Кут між напругою та струмом обмотки статора φ_1 , а також між ЕРС і струмом обмотки ротора ψ_2 визначається в процесі побудови, проте кут ψ_2 можна отримати і аналітичним розрахунком:

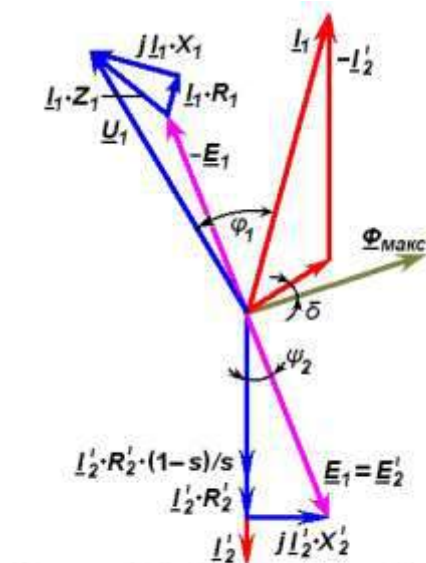


Рисунок 4.14 – Векторно-потенціальна діаграма асинхронного двигуна

$$\psi_2 = \arctg (X_2' \cdot s / R_2'). \quad (5.9)$$

Можливість зведення рівнянь асинхронного двигуна до вигляду рівнянь зведеного трансформатора, дозволяє стверджувати, що схема заміщення зведеного трансформатора (рис. 2.8, б) є одночасно і схемою заміщення зведеного асинхронного двигуна, якщо в ній опір Z_m' замінити опором $R_2' \cdot (1-s)/s$ (рис. 4.15).

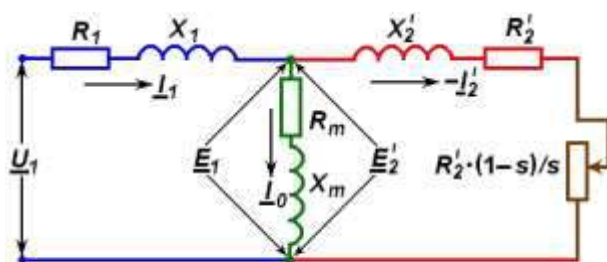


Рисунок 4.15 – Т-подібна схема заміщення зведеного асинхронного двигуна

Таким чином, складання рівнянь ЕРС обмоток і струмів двигуна та зведення параметрів обмотки ротора до обмотки статора дало можливість, в кінцевому результаті, побудувати електричну схему заміщення асинхронного двигуна. В ній реальний магнітний зв'язок між обмотками статора і ротора замінено електричним зв'язком обмоток. Активний опір $R_2' \cdot (1-s)/s$ можна розглядати як зовнішній опір, ввімкнений у обмотку нерухомого ротора, що є

аналогічно трансформатору, який працює на активне навантаження. Опір $R_2' \cdot (1-s)/s$ – єдиний змінний параметр у схемі, значення якого визначається ковзанням, а отже, механічним навантаженням на валу. Дійсно, якщо момент навантаження відсутній $M_2 = 0$ і ковзання вважати рівним нулю ($s \approx 0$), то опір $R_2' \cdot (1-s)/s = \infty$, що відповідає розімкненій обмотці ротора, тобто, режиму ідеального НХ. Якщо момент навантаження перевищує момент, який може розвивати двигун, то останній зупиняється ($n_2 = 0$, $s = 1$). При цьому $R_2' \cdot (1-s)/s = 0$, що відповідає режиму КЗ асинхронного двигуна. Іншими словами Т-подібна схема заміщення дозволяє проаналізувати роботу двигуна у всьому діапазоні навантаження від НХ до КЗ. Слід звернути увагу, що опори намагнічувальної вітки R_m та X_m значно менші, ніж відповідні опори

схеми заміщення трансформатора (рис. 2.8, б), враховуючи більш значний струм НХ асинхронного двигуна.

Більш зручною для користування є Г-подібна схема, яку можна отримати винесенням на затискачі напруги намагнічувальної вітки ($Z_m = R_m + jX_m$).

При спрощенні схеми заміщення трансформатора намагнічувальна вітка відмикається, тому що незначним, у порівнянні з номінальним, намагнічувальним струмом нехтують. Поступити аналогічним чином у схемі заміщення асинхронного двигуна неможливо, тому що його намагнічувальний струм, враховуючи наявність в магнітній системі повітряного проміжку та нижчу якість сталі, складає (20 – 50) % від номінального струму. *Такий відносно значний струм НХ в асинхронному двигуні є одним із головних його недоліків, тому що викликає збільшення втрат в обмотці статора (особливо в машинах малої потужності) та зниження коефіцієнта потужності машини.* Для зниження струму НХ доводиться

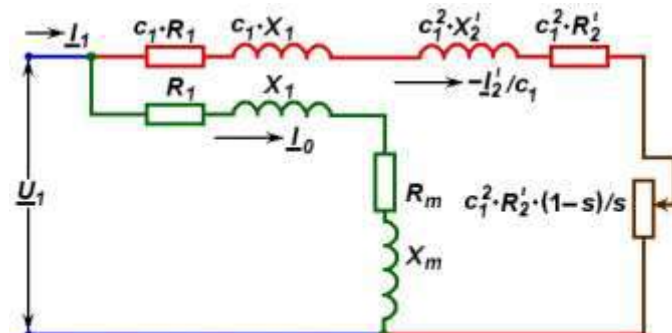


Рисунок 4.16 – Г-подібна схема заміщення зведеного асинхронного двигуна

суттєво знижувати повітряний проміжок, так у двигунів потужністю 5 кВт і менше до (0,1 – 0,3) мм, що, як уже відзначалось, суттєво ускладнює технологію виготовлення двигуна.

Щоб при винесенні намагнічувальної вітки на затискачі напруги схеми заміщення зведеного асинхронного двигуна намагнічувальний струм не став ще більшим, послідовно з опорами намагнічувальної вітки вмикаються опори обмотки статора R_1 та X_1 . Отримана таким чином Г-подібна схема заміщення (рис. 4.16) зручна тим,

що має тільки дві паралельні вітки: намагнічувальну зі струмом I_0 та робочу зі струмом $-I_2'$. Щоб винесення намагнічувальної вітки на затискачі схеми не порушувало співвідношень між величинами, в робочу вітку вводиться коефіцієнт пропорційності опорів і струму ротора c_1 , що уявляє собою відношення напруги мережі U_1 до ЕРС обмотки статора E_1 при ідеальному НХ ($s = 0$). Враховуючи що в цьому режимі струм НХ дуже малий і ЕРС обмотки статора близька до напруги мережі, то їх відношення $c_1 = U_1/E_1$ майже не відрізняється від одиниці. Наприклад, в машинах потужністю від 3 кВт коефіцієнт c_1 складає (1,05 – 1,02), тому при практичних розрахунках з метою спрощення аналізу співвідношень, що характеризують властивості асинхронного двигуна, він приймається рівним одиниці.

Г-подібна схема заміщення при $c_1 = 1$ називається *спрощеною схемою заміщення з винесеною намагнічувальною віткою*. За нею згідно з законом Ома визначається зведений струм обмотки ротора асинхронного двигуна:

$$I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{[R_1 + R_2^1 + R_2^1 \cdot (1-s)/s]^2 + (X_1 + X_2^1)^2}} \quad (5.10)$$

або з урахуванням (5.7):

$$I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + R_2^1/s)^2 + (X_1 + X_2^1)^2}}, \quad (5.11)$$

де знаменником формул є повний опір робочого контуру Г-подібної схеми заміщення.

Слід зазначити, що отримана формула (4.43) – єдина можливість з урахуванням (4.34) визначити величину струму в обмотці короткозамкненого ротора. Неточності, що виникають при розрахунках через прийняття $c_1 = 1$ не перевищують значень, що допускаються на практиці, і складають від 2 до 5 % (менші значення відносяться до двигунів вищої потужності, а більші – для двигунів малої та середньої потужності).

6. ТЕМА ФОРМУЛИ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО МОМЕНТУ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА

Електромагнітний момент асинхронного двигуна може бути виражений через електромагнітні величини машини. Так з (4.46) $M_{em} = P_{em} / \omega_1$, де $\omega_1 = 2\pi f_1 / p$ – кутова частота обертання магнітного поля, скориставшись, що $P_{em} = m_2 \cdot E_2 \cdot I_2 \cdot \cos \psi_2$, а $E_2 = 4,44 f_1 \cdot \Phi_{max} \cdot W_2 \cdot k_{ob2}$ і, врахувавши що $4,44 = 2\pi / \sqrt{2}$, отримаємо:

$$M_{em} = p \cdot m_2 \cdot W_2 \cdot k_{ob2} \cdot \Phi_{max} \cdot I_2 \cdot \cos \psi_2 / \sqrt{2}, \quad (6.1)$$

або, замінивши $p \cdot m_2 \cdot W_2 \cdot k_{ob2} = k_m$ і $\Phi_{max} / \sqrt{2} = \Phi$, кінцеву формулу

$$M_{em} = k_m \cdot \Phi \cdot I_2 \cdot \cos \psi_2. \quad (6.2)$$

Порівнюючи (6.2) та (1.25) легко переконатись, що природа електромагнітного моменту асинхронного двигуна та машини постійного струму однакова, так як добуток $I_2 \cdot \cos \psi_2$ є активною складовою струму ротора. Отримана формула, пояснюючи природу електромагнітного моменту, зручна лише для якісного аналізу робочого процесу асинхронної машини. Її недоліком є те, що момент визначається як функція двох величин, які залежать від навантаження: I_2 та $\cos \psi_2$

Тому виводиться інша формула, у якій електромагнітний момент двигуна виражається через параметри схеми заміщення (рис. 4.15) та мережі (U_1 і f_1), враховуючи (4.48) та (4.49):

$$M_{em} = P_{e2} / (s \cdot \omega_1) = m_1 \cdot (I_2')^2 \cdot R_2' / (s \cdot \omega_1). \quad (6.3)$$

Підставивши, визначений за схемою заміщення зведений струм I_2' (4.43) та значення $\omega_1 = 2\pi f_1 / p$ отримаємо:

$$M_{em} = \frac{m_1 \cdot p \cdot U_1^2 \cdot R_2' / s}{2\pi \cdot f_1 \cdot [(R_1 + R_2' / s)^2 + (X_1 + X_2')^2]}. \quad (6.4)$$

Враховуючи незмінність параметрів машини, електромагнітний момент, при $U_1 = \text{const}$ та $f_1 = \text{const}$, є лише функцією ковзання s , тому формула (4.58) зручна для побудови механічної характеристики машини $M_{em} = f(s)$.

При малих ковзаннях ($s \ll 1$) у квадратних дужках знаменника формули (4.58) можна знехтувати всіма величинами, крім $(R_2'/s)^2$, і тому:

$$M_{em} \approx \frac{m_1 \cdot p \cdot U_1^2}{2\pi \cdot f_1 \cdot R_2^1} \cdot s,$$

тобто при малих ковзаннях електромагнітний момент пропорційний ковзанню і залежність $M_{em} = f(s)$ має лінійний характер. При ковзаннях близьких до одиниці, або й більших одиниці (гальмівний режим) в цих дужках можна знехтувати активними опорами обмоток R_1 та R_2' у порівнянні з індуктивними X_1 та X_2' , і тоді

$$M_{em} \approx \frac{m_1 \cdot p \cdot U_1^2 \cdot R_2^1}{2\pi \cdot f_1 \cdot (X_1 + X_2^1)^2} \cdot 1/s.$$

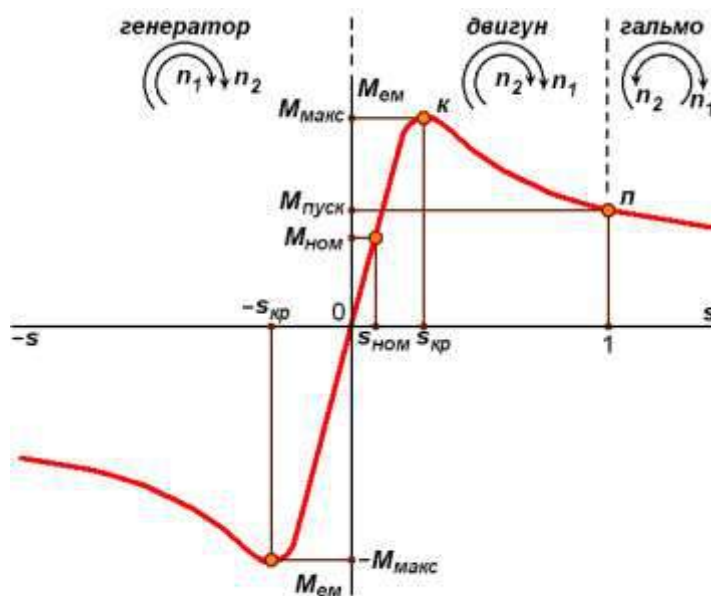


Рисунок 4.18 – Залежність $M_{em} = f(s)$ асинхронної машини

Звідси випливає, що при значних ковзаннях момент зворотно пропорційний ковзанню і крива $M_{em} = f(s)$ має гіперболічний характер. При зміні ковзання в широких межах, і $U_1 = \text{const}$, крива $M_{em} = f(s)$ має вигляд зображений на (рис. 4.18).

Як випливає з (4.58) при $s = 0$ та $s = \pm \infty$ електромагнітний момент машини рівний нулю, отже функція має *максимальні точки*. Ковзання, що відповідає цим точкам називається *критичним ковзанням* $s_{кр}$. Величину $s_{кр}$ можна визначити, взявши першу похідну dM_{em}/ds і прирівнявши її до нуля:

$$s_{кр} = \pm \frac{R_2^1}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2^1)^2}}. \quad (6.5)$$

Підставивши (4.59) в (4.58), отримаємо значення максимального моменту $M_{макс}$:

$$M_{макс} = \pm \frac{m_1 \cdot p \cdot U_1^2}{4\pi \cdot f_1 [\pm R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2^1)^2}]} \quad (6.6)$$

Знак плюс у (4.59) та (4.60) відповідає режиму двигуна, а мінус – генератора.

Для асинхронних двигунів загального призначення активний опір обмотки статора набагато менший ніж сума індуктивних опорів $R_1 \ll (X_1 + X_2')$, тому, нехтуючи опором R_1 , критичне ковзання можна визначати приблизно:

$$s_{кр} \approx \pm R_2' / (X_1 + X_2'), \quad (6.7)$$

аналогічно і приблизне значення максимального моменту:

$$M_{\max} \approx m_1 \cdot p \cdot U_1^2 / [4 \pi \cdot f_1 \cdot (X_1 + X_2')]. \quad (6.8)$$

Слід зазначити, що згідно з (4.60) максимальний момент генераторного режиму $M_{\max \text{ г}}$, дещо більший, ніж режиму двигуна $M_{\max \text{ д}}$ через зменшення в цьому режимі знаменника вказаної формули ($M_{\max \text{ г}} > M_{\max \text{ д}}$).

Із виразу (4.58), підставивши значення $s = 1$, визначається формула пускового моменту двигуна:

$$M_{\text{пуск}} = \frac{m_1 \cdot p \cdot U_1^2 \cdot R_2^1}{2\pi \cdot f_1 \cdot [(R_1 + R_2^1)^2 + (X_1 + X_2^1)^2]}. \quad (6.9)$$

Досить часто, замість залежності $M_{\text{ем}} = f(s)$ користуються механічною характеристикою, тобто залежністю $n_2(s) = f(M_{\text{ем}})$ (рис. 4.19).

На (рис. 4.18 та рис. 4.19) механічна характеристика двигуна має дві ділянки. Перша – *ОК є ділянка стійкої роботи машини*, тому що зростання навантаження (збільшення s та зниження n_2) приводить до збільшення моменту, який розвиває двигун, а отже дає йому змогу обертати збільшене навантаження.

На другій ділянці характеристики – *КП*, зростання навантаження приводить до зниження моменту двигуна, тому ця ділянка називається *ділянкою нестійкої роботи*. Відношення максимального моменту, який розвиває двигун, до номінального ($\lambda = M_{\max} / M_{\text{ном}}$) називається *перевантажувальною спроможністю* двигуна. Для двигунів загального призначення $\lambda = (1,7 - 2,5)$.

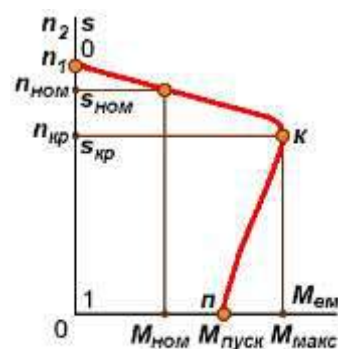


Рисунок 4.19 – Механічна характеристика асинхронного двигуна

Як правило, номінальний момент машини менший від пускового, що дозволяє здійснити пуск двигуна з номінальним навантаженням, цю властивість двигуна називають *пусковою спроможністю* $\mu = M_{\text{пуск}} / M_{\text{ном}}$, звичайно $\mu = (1,1 - 2)$.

Застосування формули (4.58) для розрахунків механічної характеристики асинхронних двигунів не завжди можливе, тому що параметри схеми заміщення двигунів звичайно у каталогах і довідниках не задаються, тому найчастіше користуються спрощеною формулою моменту. В основу цієї формули покладено припущення, що активний опір обмотки статора малий у порівнянні з індуктивним, тому приймається $R_1 \approx 0$; при цьому

$$M_{\text{ем}} \approx M_{\max} \cdot \frac{2}{s / s_{кр} + s_{кр} / s}, \quad (6.10)$$

де

$$s_{кр} = s_{ном} * (\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1}) \quad (6.11)$$

– критичне ковзання визначене через перевантажувальну здатність двигуна та номінальне ковзання $s_{ном}$.

7. ТЕМА ЗАЛЕЖНІСТЬ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО МОМЕНТУ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА ВІД НАПРУГИ МЕРЕЖІ

7.1. Аналізуючи (4.58), (4.60) та (4.63) можна зробити висновок, що електромагнітний момент асинхронного двигуна, а також його максимальне та пускове значення пропорційні квадрату напруги, яка підводиться до обмотки статора: $M_{ем} \propto U_1^2$. Одночасно, згідно з (4.59), впливає, що критичне ковзання не залежить від величини напруги мережі U_1 (значення U_1 відсутнє в формулі критичного ковзання). Це дає можливість побудувати характеристики $M_{ем} = f(s)$ для різних значень напруги (рис.

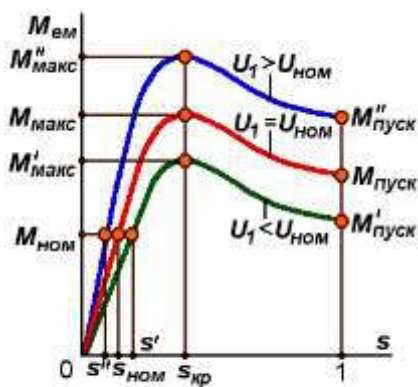


Рисунок 4.20 – Вплив напруги мережі на залежність $M_{ем} = f(s)$ асинхронного двигуна

4.20) із яких випливає, що коливання напруги мережі U_1 відносно номінального значення $U_{1ном}$ супроводжується не лише зміною максимального $M_{макс}$ та пускового $M_{пуск}$ моменту, а і зміною ковзання (наприклад при номінальному моменті $M_{ном}$ від s'' до s'), а отже і частоти обертання ротора. Зі зниженням напруги, частота обертання знижується (ковзання зростає) і навпаки. Зміна напруги впливає на величину максимального та пускового моментів, а отже і на перевантажувальну λ та пускову μ спроможності асинхронного двигуна, тому що номінальний момент, який є механічним моментом на валу, не залежить від величини напруги. Така залежність моменту від напруги мережі є ще одним суттєвим недоліком асинхронного двигуна, адже досить часто, при зростанні навантаження, напруга в мережі знижується, а це негативно впливає на роботу двигуна. Так, якщо напруга мережі U_1 знизилась на 30 %, тобто, стала $U_1 = 0,7 U_{1ном}$ то максимальний і пусковий момент знизяться більш ніж у два рази: $M'_{макс} = (0,7)^2 * M_{макс} = 0,49 M_{макс}$. На таку ж величину зменшується і пускова та перевантажувальна спроможності, тому, якщо при номінальній напрузі $\lambda = M_{макс} / M_{ном} = 2$, то при зниженні напруги на 30 % перевантажувальна здатність двигуна $\lambda' = M'_{макс} / M_{ном} = 0,49$; $(M'_{макс} / M_{ном}) * 2 = 0,49 * 2 = 0,98$; тобто двигун при такому зниженні напруги не може нести навіть номінального навантаження, а це призведе до його зупинки і, в кінцевому результаті, до виходу з ладу. Часте навіть короточасне зниження напруги мережі викликає підвищення температури обмотки статора і, як наслідок, виходу її із ладу. Пояснюється це тим, що для урівноваження гальмівного моменту навантаження, при зниженні напруги буде частково зростати струм

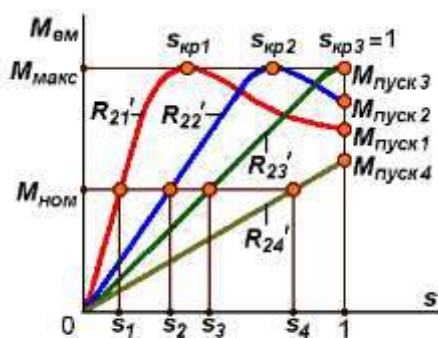


Рисунок 4.21 – Вплив зведеного опору кола ротора на залежність $M_{ем} = f(s)$ асинхронного двигуна

статора, а частково знижуватись частота обертання. Обидва ці фактори підвищують втрати в двигуні, а отже і температуру активних частин. Повернення напруги мережі до номінального значення не приведе до зниження температури, адже умови охолодження залишаться такими ж як і до зниження напруги, і, як результат, обмотка виходить з ладу.

7.2. ЗАЛЕЖНІСТЬ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО МОМЕНТУ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА ВІД АКТИВНОГО ОПОРУ В КОЛІ РОТОРА

Як впливає з (4.60) значення максимального моменту $M_{макс}$ асинхронного двигуна не залежить від зведеного активного опору

в колі ротора R_2' . Що ж стосується критичного ковзання $s_{кр}$ то, як видно із (4.59), воно пропорційне R_2' . Таким чином, якщо у асинхронному двигуні поступово збільшувати зведений активний опір кола обмотки ротора (R_{21}' ; R_{22}' ; R_{23}' ; R_{24}'), то значення максимального моменту буде залишатися незмінним $M_{\max}$, а критичне ковзання буде зростати ($s_{кр1}; s_{кр2}; s_{кр3} = 1$; $s_{кр4} > 1$) (рис. 4.21). При цьому пусковий момент $M_{\text{пуск}}$ спершу буде зростати (від $M_{\text{пуск1}}$ до $M_{\text{пуск3}}$), а потім, після досягнення значення $M_{\text{пуск}} = M_{\max}$ (при $s_{кр3} = 1$), почне знижуватись ($M_{\text{пуск4}}$).

Аналіз графіків $M_{\text{ем}} = f(s)$ (рис. 4.21) також показує, що зміна опорів обмотки ротора R_2' супроводжується більш значною зміною ковзання s , у порівнянні з тим, як змінювалось воно (а отже і частота обертання n_2) при зміні напруги (рис. 4.20).

Вплив активного опору обмотки ротора на форму механічних характеристик використовується при проектуванні двигунів. Наприклад, якщо двигун загального призначення повинен мати жорстку характеристику $n_2 = f(P_2)$ (рис. 4.22), тобто працювати з незначним номінальним ковзанням, то активний опір R_2' його обмотки ротора виконується малим. Цим досягається і підвищення ККД двигуна за рахунок зниження електричних втрат в обмотці ротора, які пропорційні ковзанню (4.50). В той же час, вибраний активний опір обмотки ротора R_2' повинен забезпечити двигуну необхідний пусковий момент, так як значне зниження R_2' знижує і пусковий момент. При необхідності мати значний пусковий момент доводиться збільшувати опір R_2' , а отже ковзання і втрати в двигуні.

Слід зазначити, що зміна опору в колі ротора при експлуатації асинхронного двигуна можлива лише у двигунів з фазним ротором, шляхом ввімкнення додаткових опорів через контактні кільця і щітки. Так як така зміна дозволяє покращити пускові характеристики двигуна і дає можливість регулювати його частоту обертання в досить широких межах, то це вигідно відрізняє двигун з фазним ротором, від двигуна з короткозамкненим ротором.

8. ТЕМА КОРОТКОЗАМКНЕНІ АСИНХРОННІ ДВИГУНИ З ПОКРАЩЕННЯМ ПУСКОВИХ ХАРАКТЕРИСТИК

Намагання покращити пускові властивості асинхронних двигунів з замкненим короткоротором привело до створення двигунів особливої конструкції: з поглибленими пазами та з двома обмотками типу “біляче колесо” на роторі двигуна.

8.1. Двигун з поглибленими пазами на роторі. Від звичайного цей двигун відрізняється тим, що його пази ротора виконані у вигляді вузьких глибоких щілин (рис. 4.29, а), в які вкладені стрижні обмотки, що уявляють собою вузькі електропровідні штаби. З обох боків ротора ці стрижні приварені до замикаючих кілець. Звичайно поглиблений паз має відношення розмірів $h_n/b_n = (9 - 10)$, де h_n , b_n – висота і ширина паза.

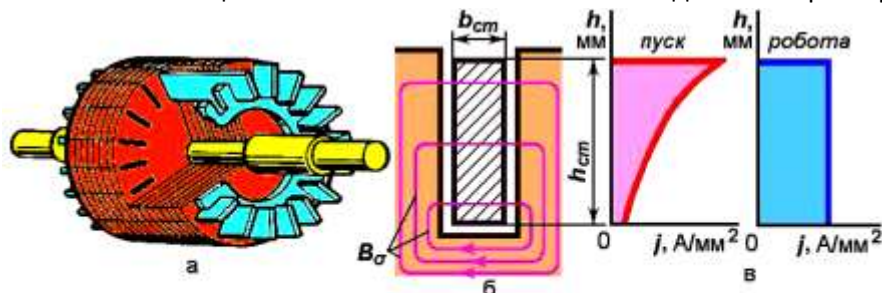


Рисунок 4. 29 – Конструкція ротора (а) і розподіл магнітного поля розсіювання (б) та густини струму по висоті стрижня при пуску і роботі (в) асинхронного двигуна з поглибленими пазами

В момент ввімкнення до мережі, коли частота струмів обмотки ротора має найбільше значення ($f_2 = f_1$), індуктивний опір нижньої частини кожного стрижня значно більший, ніж верхньої. Пояснюється це тим, що нижня частина паза зчеплена з більшим числом силових ліній

індукції B_σ магнітного поля розсіювання. Із (рис. 4.29, б) видно, що нижня частина стрижня обхватується

трьома силовими лініями, тоді як верхня – лише однією. На (рис. 4.29, в) показаний графік розподілу густини пускового струму в стрижні з глибокими пазами по висоті стрижня. Як з нього випливає, найбільша частина струму протікає по верхній частині стрижня, поперечний переріз якої набагато менший перерізу всього стрижня. Це рівнозначно збільшенню активного опору обмотки ротора, що відповідно збільшує пусковий момент і знижує пусковий струм.

Таким чином, двигун з поглибленими пазами на роторі має кращі співвідношення пускових параметрів: більший пусковий момент при порівняно незначному пусковому струмі. При зростанні частоти обертання, частота струмів обмотки ротора f_2 знижується пропорційно зниженню ковзання (4.16). У зв'язку з цим зменшується і індуктивний опір X_{2s} обмотки ротора (див. 4.3.2), що веде до рівномірного розподілу густини струму по висоті стрижня (рис. 4.29, в), а отже і зниження активного опору обмотки. При номінальній частоті обертання, частота струмів ротора $f_2 = (0,5 - 4)\text{Гц}$, *ефект витіснення струму* зникає і двигун працює, як звичайний короткозамкнений.

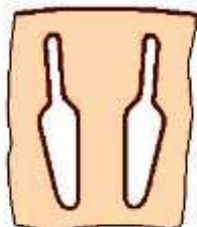
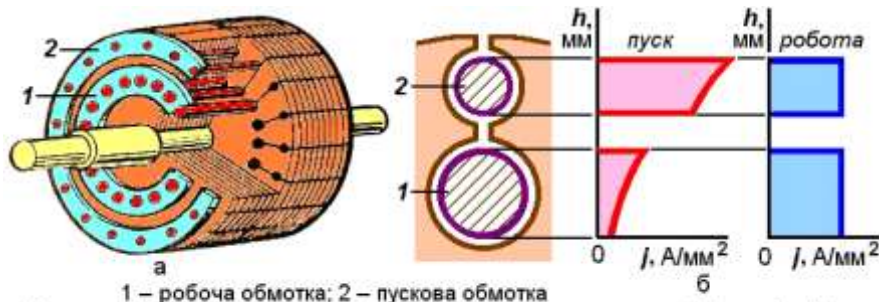


Рисунок 4.30 – Паз ротора у формі пляшки

Ефект витіснення струмів найкраще проявляється при використанні пазів, що за формою нагадують пляшку (рис. 4.30). Витіснення струмів у верхню частину такого паза, що має менший поперечний переріз, значно збільшує активний опір обмотки в момент пуску. Застосування таких пазів дозволяє скоротити висоту паза, а отже, знизити діаметр ротора в порівнянні з ротором, що має прямокутні глибокі пази (рис. 4.29, а).

8.2. Двигун з двома замкненими коротко обмотками на роторі. Такі двигуни називаються також з подвійним білячим колесом (рис. 4.31, а). У них пускові властивості навіть кращі, ніж у двигуна з



1 – робоча обмотка; 2 – пускова обмотка
Рисунок 4.31 – Конструкція (а) і розподіл густини струму (б) в робочій та пусковій обмотках при пуску та роботі двигуна з двома обмотками на роторі

поглибленими пазами. Верхня обмотка 2, називається пусковою, виконується із латунних чи бронзових стрижнів з більш високим питомим опором, ніж у міді. Її індуктивний опір незначний, тому що стрижні цієї обмотки, розташовані поблизу повітряного зазору, із двох боків мають повітряні проміжки (рис. 4.31, б).

Стрижні робочої обмотки 1 (розташованої під пусковою, ближче до вала) виконані із міді і мають незначний опір у порівнянні з опором пускової обмотки, завдяки більшому перерізу та меншому питомому опору. Що стосується індуктивного опору, то він значно більший, ніж у пускової, особливо на початку пуску, коли частота струмів обмотки ротора досить висока ($f_2 = f_1$). Враховуючи все це, під час пуску струм протікає, практично, лише пусковою обмоткою з малим індуктивним опором. При цьому густина струму в стрижнях пускової обмотки набагато більша густини струму в стрижнях робочої обмотки. Підвищений активний опір цієї обмотки забезпечує двигуну значний пусковий момент при зниженому пусковому струмі.

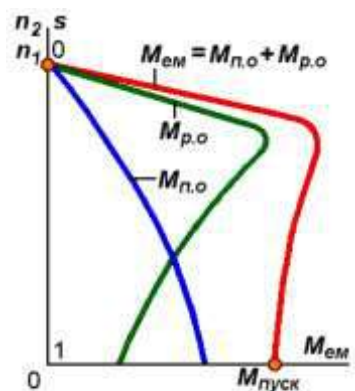


Рисунок 4.32 – Механічна характеристика асинхронного двигуна з двома короткозамкненими обмотками

При зростанні частоти обертання ротора знижується частота струмів у обмотці ротора, зменшується індуктивний опір робочої обмотки і розподіл струму в обох обмоток стає майже однаковим. Як наслідок, відбувається перерозподіл обертового моменту між обмотками: якщо в початковий період пуску момент створюється, головним чином, струмами пускової обмотки, то по закінченню періоду пуску обертовий момент створюється, головним чином, струмами робочої обмотки. Так як активні опори обмоток

різні, то результатна механічна характеристика двигуна є сумою механічних характеристик, що створюються кожною з цих обмоток (рис. 4.32). Критичне ковзання пускової обмотки близьке до одиниці, завдяки підвищеному активному опорі. Електромагнітні моменти обох обмоток направлені в один бік, тому результатний момент двигуна дорівнює сумі моментів пускової і робочої обмоток $M_{em} = M_{п.о} + M_{р.о}$.

Двигуни з двома обмотками на роторі коштують більше, ніж звичайні, що пояснюється більшою складністю їх конструкції.

9. ТЕМА РЕГУЛЮВАННЯ ЧАСТОТИ ОБЕРТАННЯ РОТОРА АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ

З урахуванням (3.38) та (4.3) частота обертання ротора n_2 асинхронного двигуна

$$n_2 = (60f_1/p) \cdot (1 - s). \quad (8.1)$$

Із (4. 71) випливає, що регулювання частоти обертання ротора асинхронного двигуна можливе зміною будь-якої з трьох величин: ковзання s , частоти струму в обмотці статора f_1 , або числа пар полюсів двигуна p .

Регулювати частоту обертання *зміною ковзання* s можна трьома способами: зміною напруги, що підводиться до обмотки статора, порушенням симетрії цієї напруги і зміною активного опору в колі обмотки ротора.

Регулювання частоти обертання зміною ковзання можливе лише під навантаженням. В режимі НХ ковзання, а отже, і частота обертання залишається, практично, незмінними.

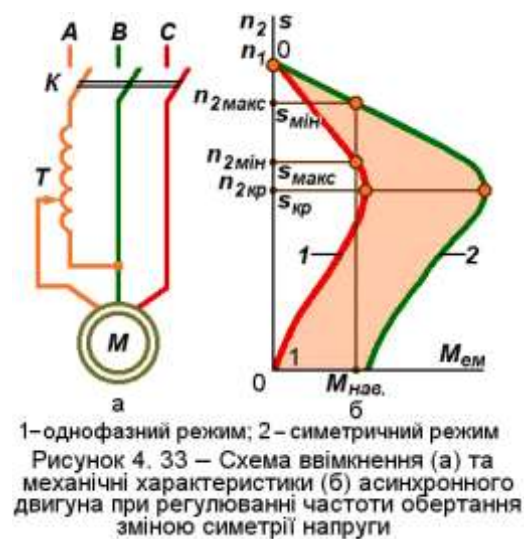
Регулювання частоти обертання зміною напруги, що підводиться до обмотки статора. Можливість такого регулювання підтверджується графіками $M_{em} = f(s)$, побудованими для різних значень напруги U_1 (рис. 4.20). При незначному навантаженні на валу двигуна, збільшення підведеної до обмотки статора напруги викликає зростання частоти обертання. Однак, діапазон регулювання частоти обертання досить незначний, що пояснюється вузькою зоною стійкої роботи двигуна, обмеженої значенням критичного ковзання і неможливістю значного підвищення напруги. Останнє пояснюється тим, що з перевищенням номінальної напруги виникає небезпека значного перегрівання двигуна, викликаного різким збільшенням електричних та магнітних втрат. В той же час, зі зменшенням напруги U_1 , двигун втрачає перевантажувальну здатність, яка, як відомо, пропорційна квадрату напруги мережі.

Підведену до двигуна напругу можна регулювати регулювальним автотрансформатором, або реакторами, увімкненими у розрив лінійних проводів.

Вузький діапазон регулювання і неекономічність (необхідність додаткових пристроїв зміни напруги) обмежують галузі застосування цього способу регулювання частоти обертання.

Регулювання частоти обертання порушенням симетрії напруги. При порушенні симетрії напруги, що підводиться до обмотки статора трифазного двигуна, магнітне поле двигуна стає еліптичним. Відомо, що таке поле крім прямого моменту $M_{пр}$, буде створювати і зворотний електромагнітний момент $M_{зв}$. Як наслідок, результатний момент двигуна знижується ($M_{em} = M_{пр} - M_{зв}$). Механічні характеристики двигуна при такому способі регулювання розташовуються в зоні, обмеженій характеристикою при живленні

симетричною напругою [крива 1(рис. 4.33, б)] і характеристикою при однофазному живленні двигуна (крива 2) – межа несиметричності трифазної напруги.



показують, що із збільшенням активного опору кола обмотки ротора зростає ковзання, яке відповідає заданому моменту навантаження. Частота обертання двигуна при цьому знижується. Залежність ковзання (частоти обертання) від активного опору в колі ротора можна виразити, враховуючи (4.46) та (4.49), як

$$s = m_1 \cdot (I_2')^2 \cdot R_2' / (M_{em} \cdot \omega_1). \quad (8.2)$$



про суттєву неекономічність такого способу регулювання. Ще одним недоліком цього способу регулювання є те, що реостатна характеристика ($r_{\partial\partial\partial}' > 0$) досить м'яка і будь-яка, навіть незначна зміна навантаження, значно змінює частоту обертання ($\Delta n_2' > \Delta n_2$) (рис. 4.34).

Не дивлячись на зазначені недоліки, цей спосіб регулювання широко використовується у двигунах з фазним ротором, так як дозволяє досить просто регулювати частоту обертання від нуля до номінального значення.

Регулювання частоти обертання зміною частоти струмів обмотки статора. Такий спосіб регулювання (*частотне регулювання*) оснований на зміні синхронної частоти обертання $n_1 = 60f_1/p$.

Для здійснення регулювання цим способом необхідно мати джерело живлення двигуна змінним струмом з регулюванню частотою. В якості таких джерел можуть бути електромашинні, іонні та напівпровідникові перетворювачі частоти. Складність такого регулювання полягає в тому, що зміна частоти струму змінює не тільки синхронну частоту обертання поля, але й електромагнітний момент, що розвиває двигун. Тому разом зі зміною частоти струму необхідно змінювати і напругу, щоб

підтримувати рівновагу електромагнітного моменту та моменту навантаження на валу. Характер одночасної зміни частоти струмів і напруги залежить від закону зміни моменту навантаження визначається рівнянням

$$U_1'/U_1 = (f_1'/f_1) \cdot \sqrt{M_{em}^1 / M_{em}}, \quad (8.3)$$

де U_1 і M_{em} – напруга та електромагнітний момент при частоті f_1 ; U_1' і M_{em}' – напруга та момент при частоті f_1' .

Якщо частота обертання двигуна регулюється за умови незмінності моменту навантаження ($M_{em} = M_{em}' = \text{const}$, рис. 4.36, а), то напругу, що підводиться до двигуна, необхідно змінювати пропорційно зміні частоти струму:

$$U_1' = U_1 \cdot f_1' / f_1. \quad (8.4)$$

При цьому потужність двигуна змінюється пропорційно зміні частоти обертання.

Якщо регулювання проводиться за умови незмінності потужності двигуна ($P_{em} = M_{em} \cdot \omega_1 = \text{const}$, рис. 4.36, б), то напругу слід змінювати за квадратичним законом:

$$U_1' = U_1 \sqrt{f_1' / f_1}. \quad (8.5)$$

Частотне регулювання двигунів дозволяє плавно змінювати частоту обертання в широкому діапазоні (до 12:1). Однак, джерела живлення, що дозволяють регулювати частоту струму, роблять установку електропривода надто дорогою, тому застосовується таке регулювання лише там, де за умовами пожежної та вибухової безпеки (наприклад, у хімічній та нафтопереробній галузях) неможливо використовувати двигуни постійного струму.

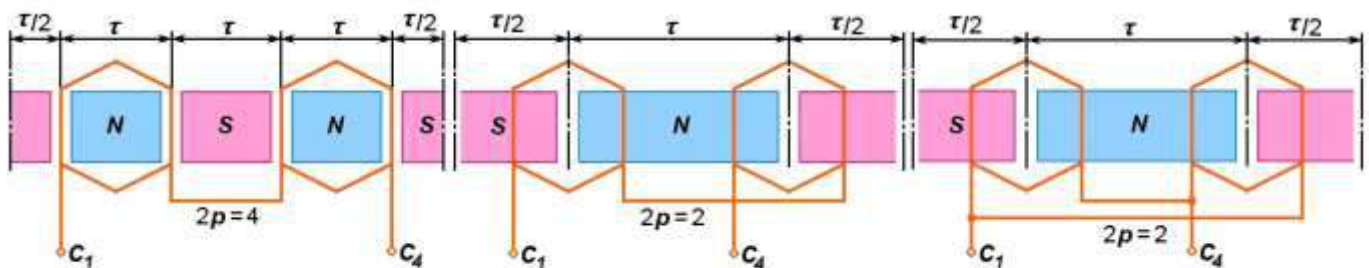


Рисунок 4.35 – Схеми ввімкнення обмотки статора асинхронного двигуна на різне число полюсів

Регулювання частоти обертання зміною числа пар полюсів обмотки статора. При такому регулюванні частоти обертання можлива тільки ступінчаста її зміна і то лише у спеціальних двигунів, на статорі яких є дві обмотки з різним числом пар полюсів, або конструкція обмотки статора, що застосовується найчастіше, дозволяє змінювати число пар полюсів шляхом перемикання секційних груп обмотки (рис. 4.35).

Як і при частотному регулюванні, можливі два режими роботи асинхронних двигунів з обмотками, що перемикають пари полюсів: режим з постійним моментом (рис. 4.36, а) та режим з постійною потужністю (рис. 4.36, б).

В першому випадку при перемиканні двигуна з однієї частоти обертання на іншу обертовий момент на валу двигуна M_2 залишається незмінним, а потужність змінюється пропорційно частоті обертання n_2 :

$$P_2 = 0,1047 M_2 \cdot n_2 \quad (8.6)$$

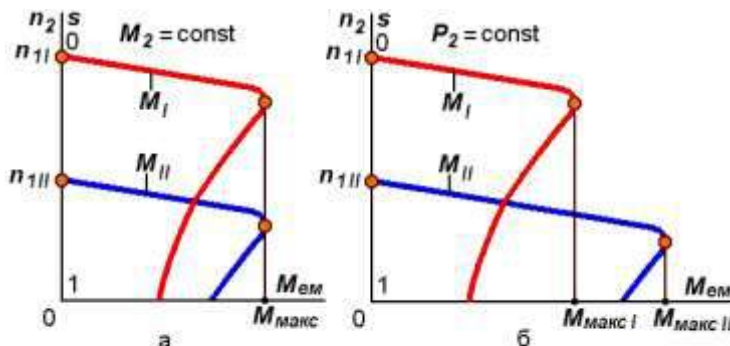


Рисунок 4.36 – Механічні характеристики при перемиканні числа полюсів асинхронного двигуна в режимах постійного моменту (а) та постійної потужності (б)

В режимі постійної потужності при перемиканні двигуна потужність на валу P_2 залишається приблизно однаковою, а момент на валу змінюється відповідно до зміни частоти обертання n_2 :

$$M_2 = 9,55 P_2 / n_2 \quad (8.7)$$

Найчастіше такі двигуни виконуються двошвидкісними (обмотка статора дозволяє подвоювати число пар полюсів), але якщо на статорі розташувати дві обмотки, що дозволяють перемикає полюси, то двигун буде чотиришвидкісний.

Регулювання частоти обертання перемиканням числа пар полюсів застосовують лише для двигунів з короткозамкненим ротором, тому що число пар полюсів такого ротора завжди відповідає числу пар полюсів статора. У випадку ж фазного ротора довелось би здійснити перемикання і на роторі, що привело б до значного ускладнення двигуна.

Тема 9. АСИНХРОННІ КОНДЕНСАТОРНІ ДВИГУНИ

1. Асинхронний конденсаторний двигун, як і однофазний, має на статорі дві обмотки – основну і

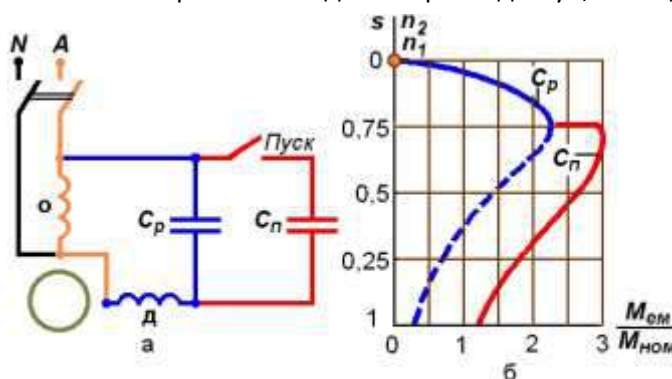


Рисунок 4.41 – Електрична схема (а) та механічні характеристики (б) конденсаторного двигуна з робочим і пусковим конденсаторами

допоміжну. Вони займають рівне число пазів статора і зсунуті в просторі між собою на електричний кут в 90° ел. Основна обмотка вмикається безпосередньо в однофазну мережу, допоміжна д також, але через конденсатор C_p (рис. 4.41, а). На відміну від раніше розглянутого однофазного двигуна, в конденсаторному двигуні допоміжна обмотка після пуску не відмикається, а залишається увімкненою на увесь період роботи і створює фазовий зсув між струмами обмоток.

На відміну від однофазного двигуна, який працює на пульсуючому магнітному полі, конденсаторний двигун має обертове поле, і тому конденсаторні асинхронні двигуни за своїми властивостями наближаються до трифазних двигунів.

Як показує аналіз, робоча ємність C_p забезпечує отримання кругового обертового поля лише при одному, визначеному режимі роботи двигуна. При зміні навантаження необхідно змінювати і величину робочої електроємності C_p , тому, щоб створити кругове обертове поле на період пуску, необхідно паралельно робочій ввімкнути пускову електроємність C_n . Величина ж робочої електроємності розраховується на задане навантаження. Після пуску C_n необхідно відімкнути, тому що при малих значеннях ковзання в колі обмотки статора де є електроємність та індуктивність (самої обмотки), може виникнути резонанс напруги, через що напруга на обмотці та конденсаторі може в два-три рази перевищити напругу мережі.

Конденсаторні двигуни досить часто називають двофазними, так як вони мають дві обмотки. Крім цього, такі двигуни можуть працювати без фазозсувних елементів при живленні від двофазної системи напруг (дві напруги однакові за значенням і частотою, зсунуті на кут в 90°). Отримати таку систему напруг можна, наприклад із трифазної з нульовим проводом.

2. РОБОТА ТРИФАЗНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГУНА ВІД ОДНОФАЗНОЇ МЕРЕЖІ

Досить часто виникає необхідність, як правило в побуті, використовувати в однофазній мережі трифазні двигуни. Найчастіше такий двигун вмикається як конденсаторний за однією з трьох схем, що наведені на (рис. 4.42).

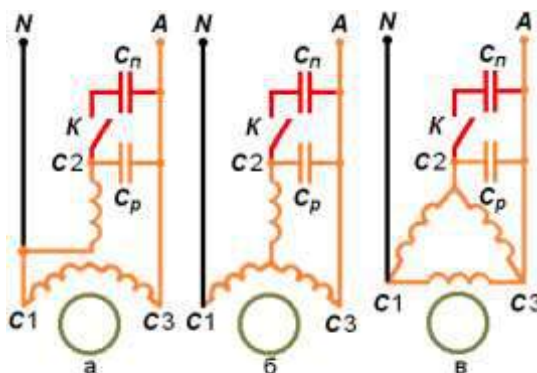


Рисунок 4.42 – Схеми ввімкнення трифазного асинхронного двигуна в однофазну мережу

Схема (рис. 4.42, а) використовується в тому випадку, коли необхідно мати найменшу робочу електроємність C_p , так як при такій схемі вона визначається як, мкФ:

$$C_p \approx 2700 I_{1\phi} / U_{1\phi}, \quad (8.8)$$

де $I_{1\phi}$ – робочий (фазний) струм в обмотці статора; $U_{1\phi}$ – напруга однофазної мережі.

Якщо в клемну коробку виведено лише 3 відводи обмотки статора, а нуль зірки з'єднаний всередині машини, використовується схема (рис. 4.42, б). За цією схемою величина робочої ємності дещо більша, ніж у попередній:

$$C_p \approx 2800 I_{1\phi} / U_{1\phi}.$$

Недоліком розглянутих схем є те, що потужність двигуна використовується в них лише на одну третину від номінальної потужності двигуна при трифазному живленні. Цей недолік до певної міри відсутній в схемі (рис. 4.42, в). За цією схемою двигун розвиває в однофазному режимі $2/3$ номінальної потужності, але необхідна робоча електроємність при цьому найбільша:

$$C_p \approx 4800 I_{1\phi} / U_{1\phi}. \quad (8.9)$$

Підбираючи робочу електроємність, необхідно слідкувати за тим, щоб струм у фазних обмотках при установлених режимах роботи не перевищував номінального значення.

Якщо пуск двигуна відбувається при значному навантаженні на валу, то паралельно робочій електроємності вмикається пусковий конденсатор, ємність якого у (2,5 – 3) рази більша від робочої. В цьому випадку пусковий момент стає приблизно рівним номінальному. Якщо необхідно і далі збільшувати пусковий момент, то пускову електроємність слід збільшити по відношенню до робочої до восьми раз ($C_n \approx 8C_p$).

Велике значення для надійності роботи асинхронного трифазного двигуна, як конденсаторного, має правильний вибір конденсаторів за напругою. Слід мати на увазі, що габарити і вартість конденсаторів визначаються не лише їх ємністю, а і робочою напругою. Тому вибір конденсаторів із значним перевищенням номінальної напруги конденсатора веде до невиправданого збільшення габаритів і вартості всієї установки. З іншого боку, зниження номінальної напруги конденсаторів менше робочої, приводить до виходу із ладу конденсаторів, а отже і всієї установки.

При визначенні напруги на конденсаторах, ввімкнених за однією із розглянутих схем, необхідно зважати на таке: при увімкненні двигуна за схемою (рис. 4.42, а) напруга на конденсаторі U_k повинна бути, приблизно, рівною $U_k \approx 1,3U_{1\phi}$, при увімкненні за схемами (рис. 4.42, б, в) ця напруга $U_k \approx 1,5U_{1\phi}$.

В схемах конденсаторних двигунів використовують паперові конденсатори у металевому корпусі, на якому указується ємність та робоча напруга постійного струму. При увімкненні такого конденсатора в мережу змінного струму необхідно знизити, приблизно, у два рази допустиму робочу напругу. Наприклад, якщо на конденсаторі указана напруга 600 В, то робочою напругою змінного струму слід вважати 300 В.

3. ОДНОФАЗНИЙ АСИНХРОННИЙ ДВИГУН З ЕКРАНОВАНИМИ ПОЛЮСАМИ

Для створення пускового моменту в асинхронних мікродвигунах використовується конструкція з

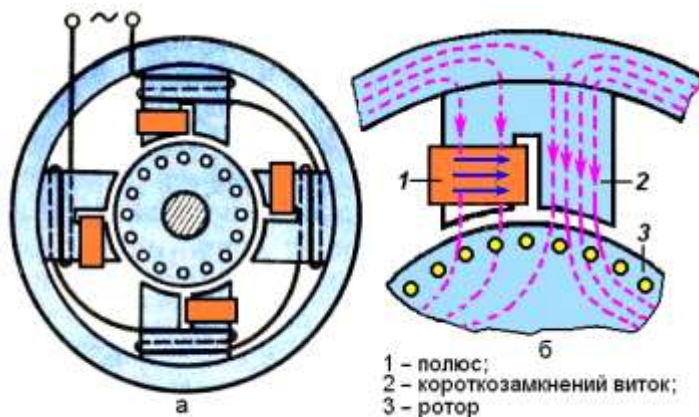


Рисунок 4.43 – Асинхронний двигун з екранованими полюсами

явно вираженими екранованими полюсами (рис. 4.43), на яких розміщується однофазна обмотка. Полюси 2 мають розщеплену на дві частини конструкцію, при цьому на одній із частин кожного полюса розміщений екран у вигляді мідного витка 1. Ротор 3 двигуна має короткозамкнену обмотку.

При увімкненні обмотки статора до мережі в магнітній системі двигуна створюється пульсуючий магнітний потік. Цим потоком у замкненому витку наводяться ЕРС та струм, що перешкоджає наростанню потоку і тому викликає фазовий зсув потоку у

цій частині полюса (рис. 4.43, б). В результаті потоки в обох частинах кожного полюса виявляються зсунутими по фазі відносно один одного, що, в свою чергу, призводить до появи у двигуні обертового магнітного поля. Часто для покращення пускових і робочих характеристик між полюсами розміщуються магнітні шунти у вигляді сталевих пластинок, які з'єднують кінці полюсних наконечників.

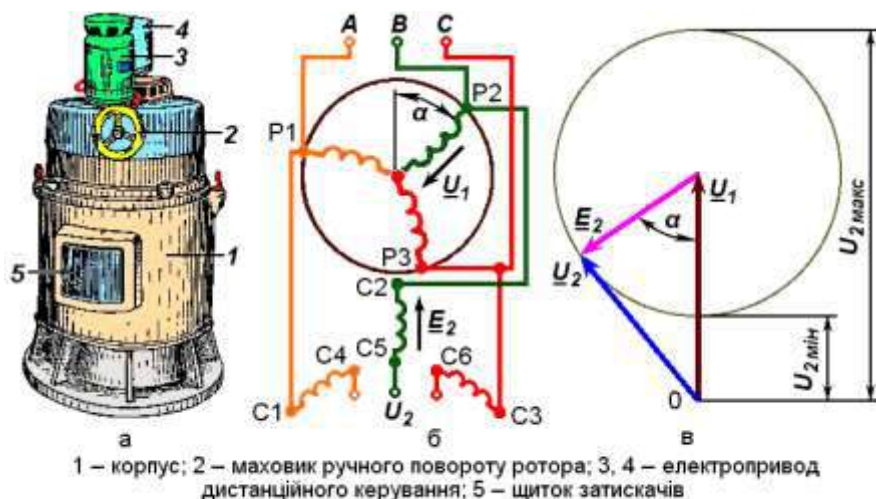
Асинхронні двигуни з екранованими полюсами нереверсивні – ротор завжди обертається в напрямі від неекранованої частини полюса до екранованої. Звичайно такі двигуни виготовляються потужністю до 100 Вт і використовуються для приводу пристроїв, що не потребують значного пускового моменту (вентиляторів, електропрогрівачів тощо).

10. ТЕМА АСИНХРОННІ МАШИНИ СПЕЦІАЛЬНОГО ПРИЗНАЧЕННЯ

Найбільш поширеним є використання асинхронної машини для перетворення електричної потужності в механічну, тобто її робота в режимі двигуна. Зміною ковзання можна перевести машину в інший режим роботи, а саме, в генераторний чи гальмівний. Поряд з цим, *на базі асинхронної машини створено цілу низку спеціальних машин, що дозволяють змінювати напругу, її фазу, частоту тощо. Такі машини називаються спеціальними асинхронними машинами і, разом з двигунами, мають широке використання в схемах автоматики, синхронного зв'язку, при проведенні різноманітних досліджень та випробувань.*

1. ІНДУКЦІЙНИЙ РЕГУЛЯТОР НАПРУГИ І ФАЗОРЕГУЛЯТОР

Індукційний регулятор напруги. Конструктивно індуктивний регулятор напруги уявляє собою асинхронний двигун з фазним ротором (рис. 4.44, а). Його ротор загальмований черв'ячною передачею,



1 – корпус; 2 – маховик ручного повороту ротора; 3, 4 – електропривод дистанційного керування; 5 – щиток затискачів
Рисунок 4.44 – Конструкція (а), електрична схема (б) та векторна діаграма напруг (в) індукційного регулятора напруги

яка, по-перше, дозволяє утримати ротор у фіксованому положенні, а по-друге, плавно змінювати електричний кут між осями обмоток статора і ротора, які мають електричний зв'язок (рис. 4.44, б). За можливість плавно повертати ротор відносно статора, та за наявність між обмотками статора і ротора автотрансформаторного зв'язку, індукційний регулятор напруги називається також *поворотним автотрансформатором*.

Напруга мережі $\underline{U}_1$ підводиться до обмотки ротора і її струмом створюється кругове обертове магнітне поле, що індукуює ЕРС самоіндукції в обмотці ротора $\underline{E}_1 \approx -\underline{U}_1$ та ЕРС взаємоіндукції $\underline{E}_2$ в обмотці статора. Враховуючи, що напруга мережі $\underline{U}_1$ підведена і до обмотки статора, кінці якої не з'єднані, то на виході цієї обмотки напруга $\underline{U}_2$ буде визначатись геометричною сумою напруги мережі $\underline{U}_1$ та наведеної в обмотці статора ЕРС $\underline{E}_2$:

$$\underline{U}_2 = \underline{U}_1 + \underline{E}_2. \quad (10.1)$$

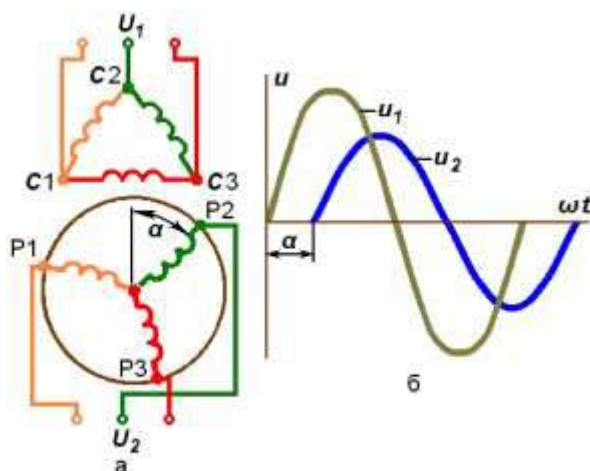


Рисунок 4.45 – Електрична схема (а) та графіки зміни напруг однієї фази (б) фазорегулятора

Фазовий зсув між напругою $\underline{U}_1$ та ЕРС $\underline{E}_2$ визначається електричним кутом α повороту ротора відносно статора. Так при $\alpha = 0$ напруга і ЕРС будуть

зсунутими між собою на кут 180° , і вихідна напруга U_2 мінімальна; при повороті ротора на електричний кут $\alpha = 180^\circ$ ел., ЕРС E_2 співпадає з напругою U_1 , і вихідна напруга U_2 максимальна (рис. 4.44, в).

Поворот ротора можна здійснювати безпосередньо як вручну, так і за допомогою електропривода.

Індукційні регулятори напруги використовуються там, де необхідно плавно регулювати напругу, наприклад при лабораторних дослідженнях.

Фазорегулятор. Призначення фазорегулятора – зміна фази вторинної системи напруг, відносно первинної, при незмінній вторинній напрузі U_2 (рис. 4.45, б). Якщо в індукційному регуляторі напруги роз'єднати обмотки ротора і статора, а останню з'єднати за зіркою чи трикутником, то можна отримати фазорегулятор, обмотки статора і ротора якого мають одна з одною трансформаторний зв'язок (рис. 4.45, а). З цієї причини фазорегулятор називається ще *поворотним трансформатором*.

Зміна фази вторинної напруги здійснюється поворотом ротора на електричний кут α відносно статора, яка найчастіше, виступає як первинна. Фазорегулятори використовуються в пристроях автоматики (для фазового керування) у вимірjuвальній техніці (для перевірки ватметрів та лічильників).

2. АСИНХРОННИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ ЧАСТОТИ

Як відомо, частота струмів у обмотці ротора пропорційна ковзанню ($f_2 = s \cdot f_1$). Ця властивість асинхронної машини використовується в *асинхронних перетворювачах частоти*.

Конструктивно асинхронний перетворювач частоти уявляє собою асинхронний двигун з фазним ротором. Обмотки статора перетворювача вмикається до мережі напругою U_1 і частотою f_1 , а на вторинну обмотку у напругою U_2 і частотою f_2 вмикається, через контактні кільця, навантаження. Ротор асинхронного перетворювача частоти приводиться до обертання привідним двигуном M у напрямі, протилежному напрямку обертання магнітного поля, що створюється обмоткою статора (рис. 4.46).

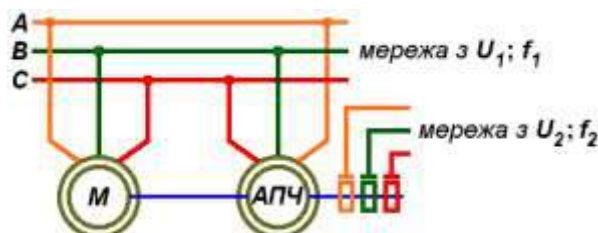


Рисунок 4.46 – Схема ввімкнення асинхронного перетворювача частоти

Якщо необхідно мати на виході асинхронного перетворювача частоти напругу частотою $f_2 < f_1$, то ротор необхідно обертати у напрямі обертання поля статора з частотою обертання $n_2 < n_1$.

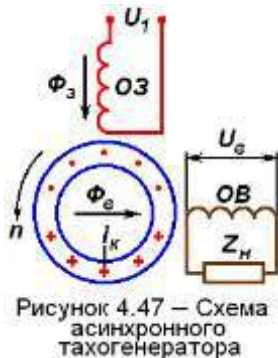
Потужність на виході перетворювача частоти складається з двох потужностей: механічної, яка надходить від привідного двигуна $P_{п.д.}$ та електромагнітної $P_{ем.}$, що надходить від обмотки статора, тобто $P_2 = P_{п.д.} + P_{ем.}$. Співвідношення між потужностями $P_{п.д.}$ та $P_{ем.}$ залежить від ковзання, так при ковзанні $s = 2$, ці потужності однакові: половина потужності поступає від привідного двигуна, а половина – від обмотки статора. Якщо є необхідність у плавному регулюванні частоти f_2 , то в якості привідного, використовується двигун постійного струму, який дозволяє плавно регулювати обертання ротора. Однак, частіше всього, асинхронні перетворювачі частоти використовуються для отримання визначеної частоти струму f_2 і тому привідними двигунами служать асинхронні або синхронні двигуни.

3. АСИНХРОННИЙ ТАХОГЕНЕРАТОР

Асинхронні тахогенератори, як і тахогенератори постійного струму, призначені для перетворення частоти обертання в електричний сигнал (електричну напругу).

Конструктивно асинхронні тахогенератори набагато простіші від тахогенераторів постійного струму, тому що не мають колектора, ротор виконується або як короткозамкнений, або у вигляді полого алюмінієвого стаканчика. На статорі дві взаємно-перпендикулярні обмотки, укладені в пази: обмотка збудження, що вмикається в мережу змінного струму з $f_1 = \text{const}$ і $U_1 = \text{const}$ та вимірювальна обмотка, в її коло вмикається навантаження зі значним опором, наприклад обмотка вольтметра чи реле. Ротор тахогенератора механічно з'єднується з валом, частоту обертання якого необхідно вимірювати.

Принцип дії асинхронного генератора можна пояснити, користуючись його електромагнітною схемою (рис. 4.47).



Обмотка збудження **ОЗ** при ввімкненні в мережу напругою U_1 створює пульсуючий магнітний потік Φ_3 , який в короткозамкненій обмотці ротора індукуює ЕРС e_k і відповідно струм i_k . Так як індуктивний опір короткозамкненої обмотки незначний, струм i_k співпадає з ЕРС e_k , а отже магнітний потік Φ_e , що створюється цим струмом, є перпендикулярним до потоку Φ_3 . і співпадає з віссю обмотки **ОВ**. Величини e_k , i_k , а отже і потік Φ_e , будуть пропорційні частоті обертання ротора і матимуть ту ж частоту f_1 , що і пульсуючий потік Φ_3 . Внаслідок цього у вимірювальній обмотці **ОВ** створюється трансформаторна ЕРС e_e , пропорційна частоті обертання ротора n з $f_1 = \text{const}$. Напруга U_e обмотки **ОВ** – є вихідною напругою тахогенератора.

В ідеалі асинхронний тахогенератор повинен мати на виході лінійну залежність між напругою U_e та частотою обертання n , але в дійсності, через технологічні неточності, зміну електричних та магнітних параметрів при різних режимах та інші причини, ця залежність відрізняється від лінійної, що вносить деякі похибки у вимірювання. У більш точних тахогенераторів похибка лінійності не перевищує (0,05 – 0,1) %, а у менш точних – може досягти навіть (1 – 2,5) %.

Завдяки простоті конструкції асинхронні тахогенератори широко використовуються для вимірювання частоти обертання різних пристроїв, для отримання сигналів зворотного зв'язку, пропорційних частоті обертання, для виконання диференціювання та інтегрування в схемах лічильно-обчислювальних пристроїв тощо.

4. ДУГОСТАТОРНІ ТА ЛІНІЙНІ АСИНХРОННІ ДВИГУНИ

Якщо статор звичайного асинхронного двигуна (рис. 4.48, а) подумки “розрізати” і “розгорнути”

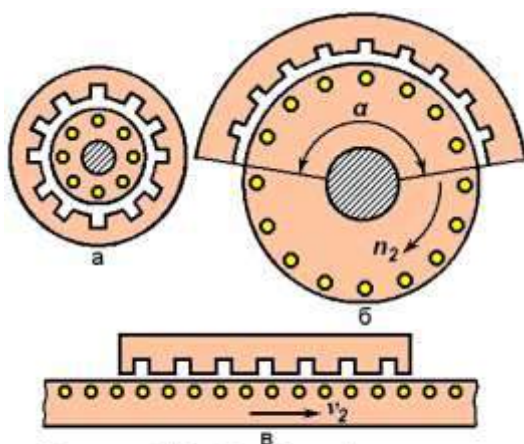


Рисунок 4.48 – Розріз магнітних систем звичайного (а), дугостаторного (б) та лінійного (в) асинхронних двигунів

так, щоб він створював дугу з кутом α (рис. 4.48, б), а ротор замінити ротором з відповідним, більшим, діаметром, то можна отримати двигун з *дуговим статором*. Частота обертання магнітного поля n_{1d} такого двигуна буде визначатись

$$n_{1d} = n_1 \alpha / 2\pi, \quad (10.2)$$

де n_1 – синхронна частота обертання звичайного (до “розрізання”) двигуна, α – кут дуги статора (після “розрізання”).

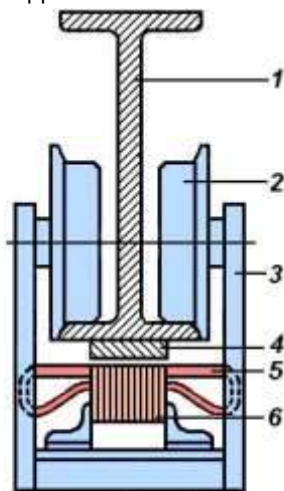
Із (4.82) випливає, що, змінюючи кут α , можна отримати будь-яку синхронну частоту обертання поля, а отже, і ротора, що досить ефективно використовується для створення електроприводів без застосування редукторів, наприклад у бетономішалках, тістомішалках тощо.

Якщо ж “розрізаний” подумки статор “розгорнути” у пряму лінію, то можна отримати лінійний асинхронний двигун (рис. 4.48, в). Принципова різниця між звичайним асинхронним двигуном і лінійним полягає в тому, що в останнього створюється не обертове, а біжуче магнітне поле і рухома частина двигуна з короткозамкненою обмоткою не обертається, а переміщується вздовж своєї осі. Швидкість біжучого поля v_1 в лінійному двигуні:

$$v_1 = 2\tau f_1 = f_1 \cdot L_c / p, \quad (10.3)$$

де f_1 – частота струмів статора; τ – полюсна поділлка; L_c – довжина статора.

Статор лінійного двигуна (первинний елемент) виконується шихтованим, в його пази вкладається, як правило, трифазна обмотка. Вторинний елемент виконується з короткозамкненою обмоткою, що вкладається в пази статорного осердя, або уявляє собою суцільну струмопровідну пластину, яка виконується з міді, алюмінію чи феромагнітної сталі.



1 – сталева балка; 2 – колесо;
3 – візок; 4 – сталева смуга;
5 – обмотка; 6 – осердя
Рисунок 4.49 – Лінійний асинхронний двигун приводу візка підйомального крана

Магнітне поле, що створюється обмоткою статора, переміщуючись, індукуює у вторинному елементі ЕРС, а вона викликає струми, взаємодія яких з магнітним полем створює електромагнітні сили (тягові зусилля). В залежності від того, який з елементів первинний чи вторинний, має можливість переміщатись, той і рухається з деяким ковзанням за магнітним полем:

$$s = (v_1 - v_2) / v_1, \quad (10.4)$$

де v_2 – швидкість руху ротора.

Номінальне ковзання лінійного двигуна складає (2 – 6) %.

На роботу лінійних двигунів суттєвий вплив мають краєві ефекти, що виникають через кінцеві розміри розімкнених магнітних систем ротора та статора. Це приводить до зниження тягових зусиль, коефіцієнта потужності і ККД.

Лінійні двигуни успішно застосовують на стрічкових і такелажних конвеєрах, в приводах ескалаторів, в підйомальних кранах (рис. 4.49), в металорізальних та ткацьких верстатах, де робочі організації здійснюють зворотньо-поступальний рух. Лінійні двигуни з вторинним елементом у вигляді струмопровідної пластини широко використовуються при дозуванні сипучих речовин. Великі перспективи має застосування лінійних двигунів для залізничного транспорту. Основною перевагою лінійного двигуна в цьому випадку є можливість отримати високі швидкості руху – до (450 – 500) км/год.

11. ТЕМА МАГНІТНЕ ПОЛЕ ТА ХАРАКТЕРИСТИКИ СИНХРОННИХ ГЕНЕРАТОРІВ

Магнітне поле синхронної машини при роботі під навантаженням створюється сумісно намагнічувальними силами обмоток ротора і статора. *Конструкція ротора суттєво впливає на розподіл магнітного поля статора: у неявнополюсній синхронній машині повітряний зазор рівномірний, і тому просторове положення вектора МРС статора відносно осі полюсів ротора на нього не впливає; в явнополюсній – повітряний проміжок нерівномірний і магнітний опір потоку статора по поздовжній осі d набагато менший магнітного опору по поперечній осі q .* Тобто потік статора залежить від просторового положення МРС статора, і тому при розгляді магнітного поля машини, він розкладається на складові по поздовжній Φ_{ad} та поперечній Φ_{aq} осях.

З урахуванням цих відмінностей рівняння, векторні діаграми та характеристики явнополюсних і неявнополюсних синхронних генераторів розглядаються окремо.

1. РЕАКЦІЯ ЯКОРЯ В СИНХРОННИХ ГЕНЕРАТОРАХ

Як відомо основний магнітний потік синхронного генератора створюється постійним струмом, що протікає по обмотці збудження. В режимі НХ в машині має місце тільки основний потік Φ_0 . При роботі під навантаженням струм протікає по обмотці якоря (статора) і створює своє магнітне поле – поле якоря та магнітний потік якоря Φ_a . Дія поля якоря на основне поле машини називається *реакцією якоря*. Аналогічний процес має місце також в машині постійного струму і розглядався раніше (див. 1.3.2). На відміну від реакції якоря, що діє в генераторі постійного струму і залежить лише від величини навантаження, в синхронних генераторах реакція якоря залежить не лише від величини навантаження, а і від його характеру. При розгляді реакції якоря трифазного синхронного генератора будемо виходити з того, що всі три фази генератора навантажені симетрично, тобто у всіх трьох фазах створюються однакові ЕРС і протікають однакові струми, зсунуті один відносно одного на 120° . За цих умов реакцію якоря можна розглядати тільки для якої-небудь однієї фазної обмотки в задану мить часу, найпростіше взяти ту мить, коли струм у фазі досягає максимуму ($i_1 = I_{\max}$) – в цьому випадку вісь фази співпадає з віссю результатної МРС статора.

В загальному випадку навантаження синхронного генератора змішане (активно-індуктивне чи активно-ємнісне), але, розглядаючи реакцію якоря, простіше розглянути крайні випадки: $\psi = 0$ – активне

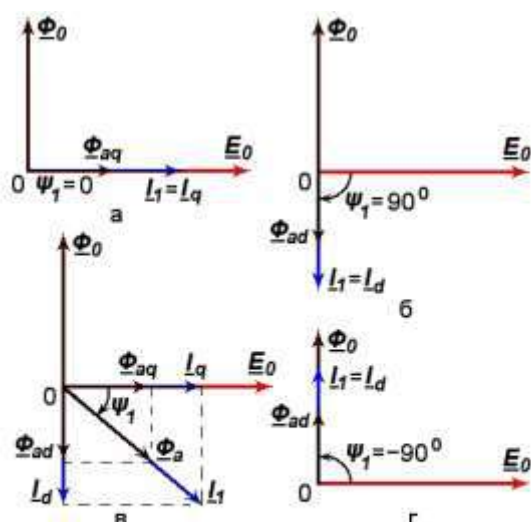


Рисунок 5.8 – Векторні діаграми ЕРС, струмів і потоків синхронного генератора при активному (а), індуктивному (б), активно-індуктивному (в) та ємнісному (г) навантаженнях

навантаження, ЕРС і струм співпадають; $\psi = 90^\circ$ – індуктивне навантаження, ЕРС випереджає струм на кут в 90° ; $\psi = -90^\circ$ – ємнісне навантаження, струм випереджає ЕРС на кут в 90° . Найбільш наглядно можна пояснити дію поля якоря за допомогою векторних діаграм (рис. 5.8). При побудові таких діаграм, слід мати на увазі, що вектор ЕРС E_0 відстає від вектора основного магнітного потоку Φ_0 , що її створює, на кут в 90° .

Активне навантаження ($\psi = 0$). При активному навантаженні струм навантаження I_1 співпадає з ЕРС E_0 , під дією якої він виникає, і тому направлений по поперечній осі q генератора (рис 5.8, а). Такий же напрям має і потік реакції якоря Φ_{aq} , так як співпадає за напрямом з МРС F_1 , (на векторній діаграмі не показана),

а отже і струмом $I_1 = I_q$. Враховуючи все це, можна зробити висновок, що при активному навантаженні реакція якоря синхронного генератора направлена по поперечній осі і, практично не відрізняється від реакції якоря, що має місце в генераторі постійного струму, тобто розмагнічує той край полюса, що набігає на провідник якоря і підмагнічує той, який збігає з нього, викривляючи основне поле. Так як магнітне поле машини насичене, то результатне магнітне поле дещо знижується. Пояснюється це тим, що розмагнічування одного краю полюса і ділянок зубцевого шару над ним відбувається безперешкодно, а підмагнічування іншого обмежується насиченням цих елементів магнітного кола. Ослаблення магнітного поля, в результаті

поперечної реакції якоря, приводить до зниження ЕРС машини E_0 .

Індуктивне навантаження ($\psi = 90^\circ$). При “чисто” індуктивному навантаженні струм статора I_1 відстає від ЕРС E_0 на кут $\psi = 90^\circ$ (рис. 5.8, б). Це приводить до появи магнітного потоку реакції якоря Φ_{ad} , направленога назустрічосновному потоку машини по осі d . *Отже, реакція якоря синхронного генератора при “чисто” індуктивному навантаженні має поздовжньо-розмагнічувальну дію.* На відміну від реакції якоря при активному навантаженні, в цьому випадку, магнітне поле не викривляється.

Ємнісненавантаження ($\psi = -90^\circ$). Так як струм I_1 , при ємнісному навантаженні, випереджає ЕРС E_0 на кут в 90° (рис. 5.8, г), то потік реакції якоря Φ_{ad} , що цим струмом створюється, співпадає з основним потоком генератора. *Таким чином, при “чисто” ємнісному навантаженні реакція якоря має поздовжньо-намагнічувальну дію.* Як і при індуктивному навантаженні, магнітне поле при цьому не викривляється.

Змішане навантаження. При змішаному навантаженні (найчастіше це активно-індуктивне навантаження) струм статора I_1 зсунутий відносно ЕРС E_0 на кут $0 < \psi_1 < 90^\circ$ (рис. 5.8, в), на такий же кут виявиться зсунутим і потік реакції якоря Φ_a який, звичайно, розкладається на складові по поздовжній $\Phi_{ad} = \Phi_a \sin \psi_1$ та поперечній $\Phi_{aq} = \Phi_a \cos \psi_1$ осях. Як при активно-індуктивному, так і при активно-ємнісному навантаженнях, складова потоку Φ_{aq} відстає від основного потоку Φ_0 , а складова Φ_{ad} при активно-індуктивному навантаженні направлена назустріч, а при активно-ємнісному – співпадає з основним потоком Φ_0 , розмагнічуючи та підмагнічуючи його, відповідно.

2. РІВНЯННЯ ЕРС СИНХРОННИХ ГЕНЕРАТОРІВ

Напруга на затискачах генератора, що працює під навантаженням, відрізняється від напруги цього генератора в режимі НХ. Це пояснюється впливом низки причин: реакцією якоря, магнітним потоком розсіювання, падінням напруги на активному опорі обмотки статора тощо.

Звичайно при навантаженні в магнітному колі машини обертається результатний магнітний потік, але щоб зрозуміти вплив усіх факторів, що діють при роботі машини, розглядається дія кожної складової результатного потоку окремо.

У навантаженому *явнополюсному синхронному генераторі* результатний магнітний потік наводиться такими МРС: основна МРС, що створюється обмоткою збудження F_0 , МРС реакцій якоря по поздовжній осі F_{ad} та попередній осі F_{aq} , і магнітним потоком розсіювання Φ_σ . Магнітні потоки кожної з цих МРС і потік розсіювання створюють в обмотці статора власну ЕРС.

1. Основний магнітний потік Φ_0 , зчіплюючись з обмоткою статора, індукуює в ній основну ЕРС генератора E_0 .

2. Магнітний потік реакції якоря по поздовжній осі Φ_{ad} створює в обмотці статора відповідну ЕРС $\underline{E}_{ad}$

$$\underline{E}_{ad} = -jI_d X_{ad}, \quad (11.1)$$

де $I_d = I_1 \sin \psi_1$ – реактивна складова частини струму навантаження (проекція струму статора на поздовжню вісь машини); X_{ad} – індуктивний опір реакції якоря по поздовжній осі генератора, що характеризує рівень впливу реакції якоря по поздовжній осі машини на роботу синхронного генератора: так при насиченій магнітній системі потік реакції якоря менший, ніж при ненасиченій, тому що Φ_{ad} майже повністю замикається стальними ділянками магнітопроводу через мінімальний повітряний зазор, отже при магнітному насиченні опір цьому потоку значно збільшується, а індуктивний опір X_{ad} , відповідно, зменшується.

3. Магнітний потік реакції якоря по поперечній осі машини Φ_{aq} створює в обмотці статора ЕРС $\underline{E}_{aq}$

$$\underline{E}_{aq} = -jI_q X_{aq}, \quad (11.2)$$

де $I_q = I_1 \cos \psi_1$ – активна складова частини струму навантаження (проекція струму статора на поперечну вісь машини); X_{aq} – індуктивний опір реакції якоря по поперечній осі машини, який, на відміну від X_{ad} , не залежить від насичення магнітної системи, тому що потік Φ_{aq} замикається через максимальний повітряний зазор явнопольного ротора, тобто в міжполюсному просторі ротора.

4. Магнітний потік розсіювання Φ_σ створює в обмотці статора ЕРС розсіювання $\underline{E}_\sigma$:

$$\underline{E}_\sigma = -jI_1 X_\sigma, \quad (11.3)$$

де X_σ – індуктивний опір розсіювання.

5. Струм обмотки статора I_1 створює падіння напруги $\underline{U}_{a1}$ на активному опорі обмотки R_1 :

$$\underline{U}_{a1} = I_1 R_1. \quad (11.4)$$

Згідно з другим правилом Кірхгофа, враховуючи вище названі ЕРС та падіння напруги, складається рівняння ЕРС явнопольного генератора.

$$\underline{U}_1 = \sum \underline{E} - I_1 R_1 = \underline{E}_0 + \underline{E}_{ad} + \underline{E}_{aq} + \underline{E}_\sigma - I_1 R_1. \quad (11.5)$$

Тут $\underline{U}_1$ – напруга на затискачах обмотки статора, а $\sum \underline{E}$ – геометрична сума всіх ЕРС, наведених в обмотці результатним магнітним полем машини.

Активний опір фазних обмоток статора R_1 у синхронних машин середньої та великої потужності незначний і тому при номінальному навантаженні генератора активним падінням напруги $\underline{U}_{a1} = I_1 R_1$, як правило, нехтують, а рівняння (5.8) записується таким чином:

$$\underline{U}_1 \approx \sum \underline{E} = \underline{E}_0 + \underline{E}_{ad} + \underline{E}_{aq} + \underline{E}_\sigma. \quad (11.6)$$

Рівняння (5.8) та (5.9) уявляють собою *рівняння ЕРС явнополюсного синхронного генератора*.

Розглядаючи рівняння ЕРС неявнополюсної машини, слід мати на увазі, що індуктивні опори реакції якоря по поздовжній та поперечній осях, практично, однакові:

$$X_{ad} \approx X_{aq} = X_a, \quad (11.7)$$

де X_a – індуктивний опір реакції якоря статорної обмотки. З урахуванням цього, немає потреби розділяти реакцію якоря такої машини на складові по осях, а отже ЕРС $\underline{E}_a$, викликана магнітним полем реакції якоря, буде виражена як

$$\underline{E}_a = -jI_1 X_a. \quad (11.8)$$

Потік реакції якоря і магнітний потік розсіяння створюються одним струмом I_1 , тому можна об'єднати індуктивні опори X_a і X_σ , розглядаючи їх як єдиний *синхронний опір* X_c :

$$X_c = X_a + X_\sigma, \quad (11.9)$$

Відповідно і векторну суму ЕРС $\underline{E}_a$ та $\underline{E}_\sigma$ слід розглядати як одну *синхронну ЕРС*:

$$\underline{E}_c = \underline{E}_a + \underline{E}_\sigma = -jI_1 X_a - jI_1 X_\sigma = -jI_1 X_c. \quad (11.10)$$

З урахуванням викладеного, *рівняння ЕРС неявнополюсного синхронного генератора* буде мати вигляд:

$$\underline{U}_1 = \sum \underline{E} - I_1 R_1 = \underline{E}_0 - jI_1 X_c - I_1 R_1 = \underline{E}_0 + \underline{E}_c - I_1 R_1, \quad (11.11)$$

або, нехтуючи $I_1 R_1$, як і у випадку явнополюсного генератора:

$$\underline{U}_1 \approx \sum \underline{E} = \underline{E}_0 - jI_1 X_c = \underline{E}_0 + \underline{E}_c, \quad (11.12)$$

має лише складові ЕРС.

3. ВЕКТОРНО – ПОТЕНЦІАЛЬНІ ДІАГРАМИ СИНХРОННИХ ГЕНЕРАТОРІВ

Як і для інших електричних машин змінного струму, для синхронних генераторів будуються векторно-потенціальні діаграми, основою для яких є рівняння (5.8) та (5.14). При побудові цих діаграм вважаються відомими такі величини: ЕРС генератора в режимі НХ E_0 , струм навантаження I_1 , кут між ЕРС та струмом ψ_1 , поздовжній X_{ad} і поперечний X_{aq} реактивні опори реакції якоря та активний опір фазної обмотки статора R_1 .

За звичай, векторно-потенціальні діаграми будуються на одну фазу і без урахування насичення магнітного поля, а тому вони відображають лише якісний бік явищ.

Побудова векторно-потенціальних діаграм (рис. 5.9) розпочинається з того, що довільно

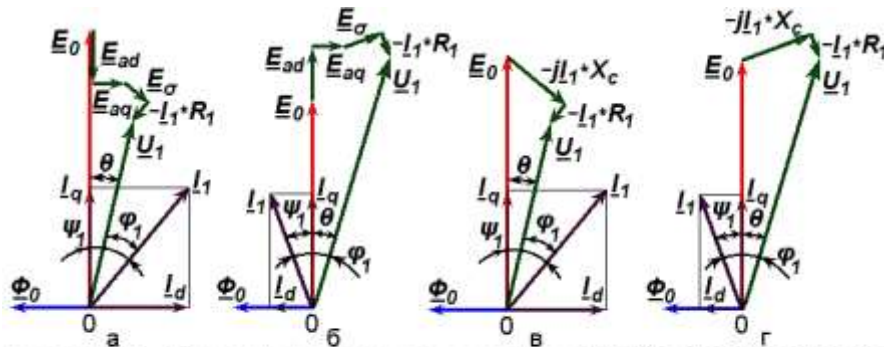


Рисунок 5.9 – Векторні діаграми явнополюсного (а), (б) та неявнополюсного (в), (г) синхронних генераторів при активно-індуктивному (а), (в) і активно-ємнісному (б), (г) навантаженнях

вказується напрям основного магнітного потоку Φ_0 . На прямий кут відстає від потоку ЕРС E_0 , яку він створює. Під кутом ψ_1 вправо (рис. 5.9, а, в), або вліво (рис. 5.9 б, г), в залежності від характеру навантаження, відкладається струм навантаження I_1 , який має реактивну $I_d = I_1 \cdot \sin \psi_1$ та активну $I_q = I_1 \cdot \cos \psi_1$ складові.

Далі, з кінця вектора ЕРС E_0 , відкладаються вектори ЕРС $E_{ad} = -jI_d X_{ad}$, $E_{aq} = -jI_q X_{aq}$, $E_a = -jI_1 X_c$ для явнополюсного синхронного генератора (рис. 5.9, а, б) і $E_c = -jI_1 X_c$ для неявнополюсного (рис. 5.9, в, г), а також активне падіння напруги $U_{a1} = -I_1 R_1$. З'єднавши точку 0 – початок координат з кінцем цього вектора, отримаємо вектор напруги U_1 , що має місце на затискачах генератора.

Побудовані векторні діаграми дають можливість зробити такі висновки: основною причиною зміни напруги навантаженого генератора, є поздовжня складова магнітного потоку реакції якоря, яка створює ЕРС E_{ad} ; при роботі генератора на активно-індуктивне навантаження, тобто зі струмом I_1 , що відстає по фазі від ЕРС E_0 ; напруга U_1 на затисках обмотки статора генератора при збільшенні навантаження знижується, що пояснюється розмагнічувальною дією реакції якоря (рис. 5.9, а, в); при роботі на активно-ємнісне навантаження (зі струмом, що випереджує по фазі ЕРС E_0) напруга U_1 , зі зростанням навантаження, збільшується, що пояснюється намагнічувальною дією реакції якоря (рис. 5.9, б, г).

12. ТЕМА ЗБУДЖЕННЯ СИНХРОННИХ МАШИН

Більшість синхронних машин мають електромагнітне збудження (рис. 5.6). Джерелами постійного струму для обмоток збудження є спеціальні системи, до яких ставиться низка вимог:

- надійне і стійке регулювання струму збудження в будь-яких режимах роботи машини;

- достатня швидкодія, для чого застосовується форсування збудження, тобто швидке збільшення напруги збудження до максимального значення, що складає (1,8 – 2) від номінальної напруги збудження, таке форсування застосовується для підтримки стійкої роботи машини при аварії та в процесі її

ліквідації;

– швидке гасіння магнітного поля, тобто зниження струму збудження до нуля без значного підвищення напруги в обмотці збудження, яка зростає за рахунок ЕРС самоіндукції, що при цьому буде індукуватися в обмотці при зниженні струму.

Для збудження синхронних машин застосовується кілька систем. Найпростішими з них є контактна електромашинна система збудження з генератором постійного струму, який називають

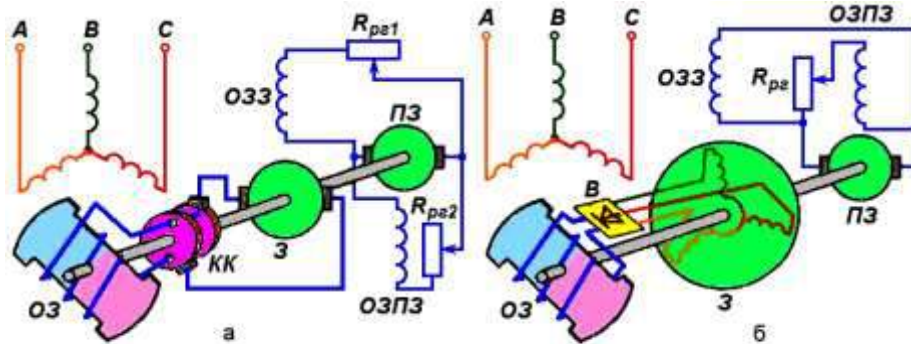


Рисунок 5.6 – Контактна (а) та безконтактна (б) системи електромагнітного збудження синхронних генераторів

джерелом живлення якої є генератор постійного струму (підзбуджувач) ПЗ, з власною обмоткою збудження ОЗПЗ та регулювальним резистором R_{pz} . На (рис. 5.6) зображені схеми збудження, де збуджувач має незалежне збудження, а на (рис. 5.7, а) – схема з паралельним збудженням збуджувача,

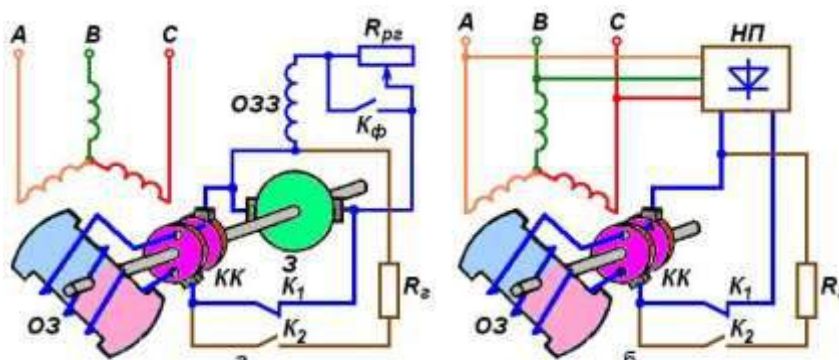


Рисунок 5.7 – Електромашинна система збудження (а) та система з самозбудженням (б) синхронних генераторів

яке дозволяє форсувати збудження синхронного генератора контактором K_{ϕ} , що шунтує опір R_{pz} в колі збудження збуджувача. Гасіння магнітного поля (рис.5.7) здійснюється в такій послідовності: вмикається контактор K_2 (шунтуючи опором гасіння R_z , величина якого приблизно в п'ять разів більша, ніж опір обмотки збудження, саму обмотку збудження ОЗ), потім розмикається контактор K_1 і енергія,

яка накопичена в обмотці збудження, гаситься на резисторі R_z , що дозволяє запобігти виникненню перенапруги.

Останнім часом замість електромашинного збудження застосовують вентильні системи з діодами чи тиристорами. Ці системи можуть бути побудовані на великі потужності і є більш надійними, ніж електромашинні. У вентильній системі з самозбудженням (рис. 5.7, б) для збудження використовується енергія, що виробляється обмоткою статора генератора, а змінний струм випрямляється в постійний напівпровідниковим перетворювачем НП. Принцип самозбудження тут не відрізняється від принципу самозбудження генераторів постійного струму (див. 1.5.1), а процес форсування збудження – від описаного вище при електромашинному збудженні.

Вентильна система може мати і незалежне збудження від збуджувача – синхронного генератора, ротор якого укріплений на валу основного генератора і виконує роль індуктора, тоді струм збудження основного генератора від збуджувача через випрямляч подається з обмотки статора на контактні кільця. Достоїнством цієї системи є відсутність конструктивно складної колекторної машини.

Різновидом вентильного збудження є безконтактна система збудження (рис. 5.6, б). В цьому випадку на валу основної синхронної машини розміщують якір збуджувача – генератора змінного струму з трифазною обмоткою. Змінний струм цієї обмотки за допомогою випрямляча, закріпленого на роторі

машини, перетворюється в постійний і безпосередню, без контактних кілець, подається на обмотку збудження головного генератора. При цьому обмотка збудження збуджувача розташована на статорі і живиться постійним струмом від незалежного джерела. Така система використана для збудження турбогенераторів Запорізької АЕС, потужність кожного з шести яких складає 1000 МВт, а збуджувачів відповідно до 30 МВт.

13. ТЕМА РІВНЯННЯ ЕРС СИНХРОННИХ ГЕНЕРАТОРІВ

Напруга на затискачах генератора, що працює під навантаженням, відрізняється від напруги цього генератора в режимі НХ. Це пояснюється впливом низки причин: реакцією якоря, магнітним потоком розсіювання, падінням напруги на активному опорі обмотки статора тощо.

Звичайно при навантаженні в магнітному колі машини обертається результатний магнітний потік, але щоб зрозуміти вплив усіх факторів, що діють при роботі машини, розглядається дія кожної складової результатного потоку окремо.

У навантаженому *явнополюсному синхронному генераторі* результатний магнітний потік наводиться такими МРС: основна МРС, що створюється обмоткою збудження F_d , МРС реакції якоря по поздовжній осі F_{ad} та попередній осі F_{aq} , і магнітним потоком розсіювання Φ_σ . Магнітні потоки кожної з цих МРС і потік розсіювання створюють в обмотці статора власну ЕРС.

1. Основний магнітний потік Φ_d , зчіплюючись з обмоткою статора, індукуює в ній основну ЕРС генератора E_d .

2. Магнітний потік реакції якоря по поздовжній осі Φ_{ad} створює в обмотці статора відповідну ЕРС E_{ad}

$$E_{ad} = -jI_d X_{ad}, \quad (13.1)$$

де $I_d = I_1 \sin \psi_1$ – реактивна складова частина струму навантаження (проекція струму статора на поздовжню вісь машини); X_{ad} – індуктивний опір реакції якоря по поздовжній осі генератора, що характеризує рівень впливу реакції якоря по поздовжній осі машини на роботу синхронного генератора: так при насиченій магнітній системі потік реакції якоря менший, ніж при ненасиченій, тому що Φ_{ad} майже повністю замикається стальними ділянками магнітопроводу через мінімальний повітряний зазор, отже при магнітному насиченні опір цьому потоку значно збільшується, а індуктивний опір X_{ad} , відповідно, зменшується.

3. Магнітний потік реакції якоря по поперечній осі машини Φ_{aq} створює в обмотці статора ЕРС E_{aq}

$$E_{aq} = -jI_q X_{aq}, \quad (13.2)$$

де $I_q = I_1 \cos \psi_1$ – активна складова частина струму навантаження (проекція струму статора на поперечну вісь машини); X_{aq} – індуктивний опір реакції якоря по поперечній осі машини, який, на відміну від X_{ad} , не залежить від насичення магнітної системи, тому що потік Φ_{aq} замикається через максимальний повітряний зазор явнополюсного ротора, тобто в міжполюсному просторі ротора.

4. Магнітний потік розсіювання Φ_σ створює в обмотці статора ЕРС розсіювання E_σ :

$$\underline{E}_\sigma = -jI_1 \cdot X_\sigma, \quad (13.3)$$

де X_σ – індуктивний опір розсіювання.

5. Струм обмотки статора I_1 створює падіння напруги $\underline{U}_{a1}$ на активному опорі обмотки R_1 :

$$\underline{U}_{a1} = I_1 \cdot R_1. \quad (13.4)$$

Згідно з другим правилом Кірхгофа, враховуючи вище названі ЕРС та падіння напруги, складається рівняння ЕРС явнopolюсного генератора.

$$\underline{U}_1 = \sum \underline{E} - I_1 \cdot R_1 = \underline{E}_0 + \underline{E}_{ad} + \underline{E}_{aq} + \underline{E}_\sigma - I_1 \cdot R_1. \quad (13.5)$$

Тут $\underline{U}_1$ – напруга на затискачах обмотки статора, а $\sum \underline{E}$ – геометрична сума всіх ЕРС, наведених в обмотці результатним магнітним полем машини.

Активний опір фазних обмоток статора R_1 у синхронних машин середньої та великої потужності незначний і тому при номінальному навантаженні генератора активним падінням напруги $\underline{U}_{a1} = I_1 \cdot R_1$, як правило, нехтують, а рівняння (5.8) записується таким чином:

$$\underline{U}_1 \approx \sum \underline{E} = \underline{E}_0 + \underline{E}_{ad} + \underline{E}_{aq} + \underline{E}_\sigma. \quad (13.6)$$

Рівняння (13.5) та (13.6) уявляють собою *рівняння ЕРС явнopolюсного синхронного генератора*.

Розглядаючи рівняння ЕРС неявнopolюсної машини, слід мати на увазі, що індуктивні опори реакції якоря по поздовжній та поперечній осях, практично, однакові:

$$X_{ad} \approx X_{aq} = X_a, \quad (13.7)$$

де X_a – індуктивний опір реакції якоря статорної обмотки. З урахуванням цього, немає потреби розділяти реакцію якоря такої машини на складові по осях, а отже ЕРС $\underline{E}_a$, викликана магнітним полем реакції якоря, буде виражена як

$$\underline{E}_a = -jI_1 \cdot X_a. \quad (13.8)$$

Потік реакції якоря і магнітний потік розсіювання створюються одним струмом I_1 , тому можна об'єднати індуктивні опори X_a і X_σ , розглядаючи їх як єдиний *синхронний опір* X_c :

$$X_c = X_a + X_\sigma, \quad (13.9)$$

Відповідно і векторну суму ЕРС $\underline{E}_a$ та $\underline{E}_c$ слід розглядати як одну синхронну ЕРС:

$$\underline{E}_c = \underline{E}_a + \underline{E}_c = -j\underline{I}_1 \cdot X_d - j\underline{I}_1 \cdot X_c = -j\underline{I}_1 \cdot X_c. \quad (13.10)$$

З урахуванням викладеного, рівняння ЕРС неявнополюсного синхронного генератора буде мати вигляд:

$$\underline{U}_1 = \Sigma \underline{E} - \underline{I}_1 \cdot \underline{R}_1 = \underline{E}_d - j\underline{I}_1 \cdot X_c - \underline{I}_1 \cdot \underline{R}_1 = \underline{E}_d + \underline{E}_c - \underline{I}_1 \cdot \underline{R}_1, \quad (13.11)$$

або, нехтуючи $\underline{I}_1 \cdot \underline{R}_1$, як і у випадку явнополюсного генератора:

$$\underline{U}_1 \approx \Sigma \underline{E} = \underline{E}_d - j\underline{I}_1 \cdot X_c = \underline{E}_d + \underline{E}_c, \quad (13.12)$$

має лише складові ЕРС.

6. ВЕКТОРНО – ПОТЕНЦІАЛЬНІ ДІАГРАМИ СИНХРОННИХ ГЕНЕРАТОРІВ

Як і для інших електричних машин змінного струму, для синхронних генераторів будуються векторно-потенціальні діаграми, основою для яких є рівняння (5.8) та (5.14). При побудові цих діаграм вважаються відомими такі величини: ЕРС генератора в режимі НХ $\underline{E}_0$, струм навантаження $\underline{I}_1$, кут між ЕРС та струмом ψ_1 , поздовжній X_{ad} і поперечний X_{aq} реактивні опори реакції якоря та активний опір фазної обмотки статора R_1 .

За звичай, векторно-потенціальні діаграми будуються на одну фазу і без урахування насичення магнітного поля, а тому вони відображають лише якісний бік явищ.

Побудова векторно-потенціальних діаграм (рис. 5.9) розпочинається з того, що довільно

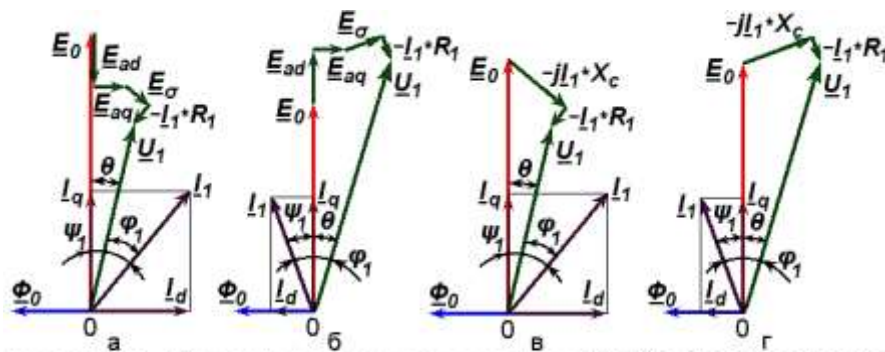


Рисунок 5.9 – Векторні діаграми явнополюсного (а), (б) та неявнополюсного (в), (г) синхронних генераторів при активно-індуктивному (а), (в) і активно-ємнісному (б), (г) навантаженнях

вказується напрям основного магнітного потоку Φ_0 . На прямий кут відстає від потоку ЕРС $\underline{E}_0$, яку він створює. Під кутом ψ_1 вправо (рис. 5.9, а, в), або вліво (рис. 5.9 б, г), в залежності від характеру навантаження, відкладається струм навантаження $\underline{I}_1$, який має реактивну $I_d = I_1 \sin \psi_1$ та активну $I_q = I_1 \cos \psi_1$ складові. Далі, з кінця вектора ЕРС $\underline{E}_0$,

відкладаються вектори ЕРС $\underline{E}_{ad} = -jI_d \cdot X_{ad}$, $\underline{E}_{aq} = -jI_q \cdot X_{aq}$, $\underline{E}_c = -j\underline{I}_1 \cdot X_c$ для явнополюсного синхронного генератора (рис. 5.9, а, б) і $\underline{E}_c = -j\underline{I}_1 \cdot X_c$ для неявнополюсного (рис. 5.9, в, г), а також активне падіння напруги $\underline{U}_{a1} = -\underline{I}_1 \cdot \underline{R}_1$. З'єднавши точку 0 – початок координат з кінцем цього вектора, отримуємо вектор напруги $\underline{U}_1$, що має місце на затискачах генератора.

Побудовані векторні діаграми дають можливість зробити такі висновки: основною причиною зміни напруги навантаженого генератора, є поздовжня складова магнітного потоку реакції якоря, яка створює ЕРС E_{ad} ; при роботі генератора на активно-індуктивне навантаження, тобто зі струмом I_1 , що відстає по фазі від ЕРС E_0 ; напруга U_1 на затисках обмотки статора генератора при збільшенні навантаження знижується, що пояснюється розмагнічувальною дією реакції якоря (рис. 5.9, а, в); при роботі на активно-ємнісне навантаження (зі струмом, що випереджує по фазі ЕРС E_0) напруга U_1 , зі зростанням навантаження, збільшується, що пояснюється намагнічувальною дією реакції якоря (рис. 5.9, б, г).

14. ТЕМА U-ПОДІБНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИНХРОННОГО ДВИГУНА

Робота синхронного двигуна при живленні від трифазної мережі відрізняється від роботи синхронного генератора на цю мережу лише напрямом активного струму: у режимі генератора активний струм направлений з машини в мережу, а в режимі двигуна – з мережі в машину. Що стосується реактивного струму, то він може бути в обох режимах роботи взагалі відсутнім ($\cos \varphi_1 = 1$), відстаючим або випереджаючим, що залежить від величини струму збудження.

Дійсно, в обох режимах роботи (і в режимі двигуна, і в режимі генератора) результатне магнітне поле машини створюється МРС обох обмоток – збудження та статора. При недозбудженні синхронної машини зростає МРС обмотки статора, машина підмагнічується з мережі, і навпаки, при перезбудженні, машина розмагнічується в мережу. Таким чином, зміна струму збудження синхронного двигуна буде змінювати струм статора так, як це відбувається і в синхронному генераторі, і може бути виражена U-подібними характеристиками (рис. 5.35).

В недозбудженому стані реактивний струм споживається з мережі, а в перезбудженому віддається в неї, *отже, синхронний двигун, за певних умов, можна розглядати як генератор реактивного струму.* Ця властивість синхронних двигунів є їх цінною властивістю, що використовується для підвищення коефіцієнта потужності електричних установок.

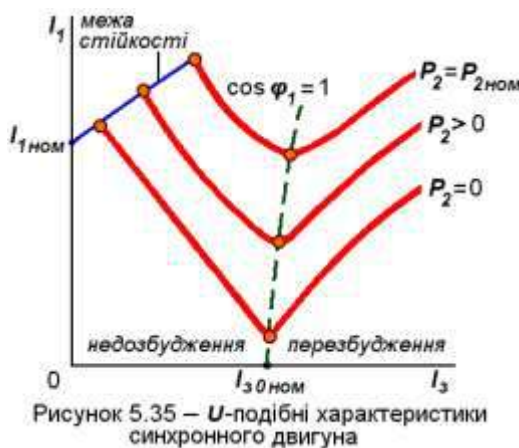


Рисунок 5.35 – U-подібні характеристики синхронного двигуна

Асинхронні двигуни, що є найпоширенішими споживачами електричної енергії, працюють з відстаючим кутим φ_1 , що створює в мережах значні індуктивні струми. Якщо ж паралельно групі асинхронних двигунів увімкнути один чи кілька синхронних, що працюють у перезбудженому стані, то їх ємнісний струм буде частково, чи повністю, компенсувати індуктивний струм асинхронних двигунів. При цьому електрична система розвантажується від реактивних струмів, буде працювати з $\cos \varphi_1 \approx 1$, що сприяє зниженню втрат електроенергії в лініях. Слід також зазначити, що при перезбудженні, струм статора синхронного двигуна стає досить значним. Тому синхронні двигуни, що призначені для роботи з перезбудженням, мають дещо більші габарити, а їх

ККД менший, ніж у двигунів, що призначені для роботи з $\cos \varphi_1 = 1$, коли струм статора і втрати мають мінімальні значення.

Аналогічно до синхронного генератора, увімкненого на паралельну роботу з мережею, синхронний двигун має межу стійкості при мінімальному струмі збудження [лінія від точки струму $I_{1ном}$ на (рис. 5.35)]; та лінію $\cos \varphi_1 = 1$, що зміщується в бік зростання струму збудження, через падіння напруги на синхронних опорах обмотки статора двигуна, та необхідність додаткового струму збудження для

компенсації цього падіння напруги.

ТЕМА 15. БУДОВА ТА ПРИНЦИП ДІЇ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ. ЕЛЕКТРОПРИВОД МАШИН ЗМІННОГО СТРУМУ

1. Загальні відомості

У попередніх розділах вивчалися властивості й характеристики електроприводів у *сталих режимах*, тобто при виконанні умови

$$M - M_c = 0.$$

У даній главі розглядаються *несталі* або *перехідні* процеси, що мають місце при переході привода з одного сталого стану в інше, що відбувається в часі. При цьому

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}, \quad \frac{d\omega}{dt} \neq 0.$$

Можна назвати наступні причини виникнення перехідних процесів:

зміна M_c ;

зміна M , тобто перехід привода з однієї характеристики на іншу, що має місце при пуску, гальмуванні, реверсі, регулюванні швидкості, зміні якого-небудь параметра привода.

Необхідність в аналізі перехідних процесів виникає у зв'язку з тим, що продуктивність ряду відповідальних механізмів (наприклад, реверсивного прокатного стану) визначається швидкістю протікання перехідних процесів; якість виконання багатьох технологічних операцій визначається перехідними процесами (рух ліфта, врізання різця в деталь і т.п.); механічні й електричні перевантаження встаткування в більшості випадків визначаються перехідними процесами.

Об'єктом дослідження, як і колись, буде спрощена, ідеалізована модель привода - рис. 5.1.

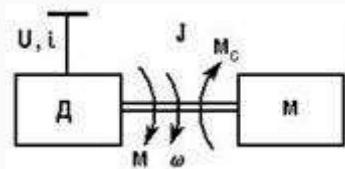


Рис. 5.1. Модель електропривода для дослідження динаміки

Основне завдання при вивченні перехідних процесів зводиться до визначення залежностей $\omega(t)$, $M(t)$ і $i(t)$ для будь-яких конкретних приводів у будь-яких умовах.

При вивченні перехідних процесів ми будемо думати відомими наступні вихідні дані:

- початковий стан: $\omega_{\text{поч}}$, $M_{\text{поч}}$, $i_{\text{поч}}$;
- кінцевий стан: $\omega_{\text{кін}}$, $M_{\text{кін}}$, $i_{\text{кін}}$ і відповідна йому характеристика $\omega(M)$;
- характер зміни в часі фактору, що викликав перехідний процес;
- параметри привода.

Всі виникаючі на практиці задачі з метою їхньої упорядкованого вивчення розділимо на чотири більшші групи.

1. Переважною інерційністю в приводі є механічна інерційність (J); електричні інерційності (L) малі або не проявляються. Фактор, що викликає перехідний процес, змінюється стрибкоподібно (миттєво) тобто багато швидше, ніж швидкість.

Приклади задач, що ставляться до цієї групи: миттєвий наброс і скидання навантаження, пуск, реверс, гальмування, регулювання швидкості асинхронних двигунів при живленні від мережі, якщо не враховувати індуктивності обмоток; те ж для двигунів постійного струму незалежного

збудження якщо $\Phi = \text{const}$, а $L_{\text{я}} = 0$, те ж для двигунів послідовного або змішаного збудження, якщо $L_{\text{я}} = L_{\text{з}} = 0$.

2. Переважна інерційність - механічна (J); індуктивності електричних ланцюгів малі або не проявляються. Фактор, що викликає перехідний процес, змінюється не миттєво, тобто темп його зміни порівнюємо з темпом зміни швидкості ω ("повільна" зміна фактора, що впливає).

Приклади: перехідні процеси в системах керований перетворювач - двигун постійного струму, перетворювач частоти - асинхронний двигун, якщо $L = 0$.

3. Механічна й електрична інерційність сумірні; фактор, що викликає перехідний процес, змінюється миттєво.

Приклади: перехідні процеси в приводі постійного струму при $\Phi = \text{var}$; те ж при $\Phi = \text{const}$, але $L_{\text{я}} \neq 0$, те ж у системі джерело струму - двигун.

4. Ураховуються трохи інерційностей, фактор, що викликає перехідний процес, змінюється не миттєво. Ці найбільш складні задачі, що ставляться до замкнутих систем регулювання, ми розглянемо дуже коротко - вони будуть детально вивчатися в інших курсах.

2. Перехідні процеси при $L = 0$ і "швидких" змінах фактора, що впливає

Всі перехідні процеси, що ставляться до першої групи, підпорядковуються, мабуть, механічному рівнянню руху

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (5.1)$$

Шукані залежності $\omega(t)$ і $M(t)$ повинні бути отримані шляхом рішення цього рівняння при заданих початкових умовах. Конкретні особливості привода відіб'ються у вигляді залежностей $M(\omega)$ і $M_c(\omega)$, що входять у рівняння (5.1).

а) $M = \text{const}$, $M_c = \text{const}$

Почнемо розгляд завдань першої групи з найпростішого випадку, коли в перехідному процесі $M = \text{const}$, і $M_c = \text{const}$.

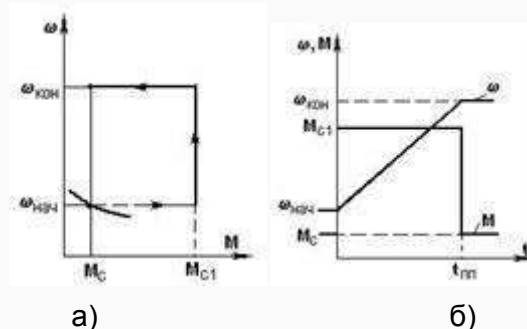


Рис. 5.2. Механічні характеристики (а) і часові залежності (б) при $M = \text{const}$ і $M_c = \text{const}$

Нехай привод (рис. 5.1) працював у точці $\omega_{\text{поч}}$, $M_{\text{поч}} = M_c$ (рис. 5.2) деякої характеристики (вона нас не цікавить) і в момент часу $t = 0$ був миттєво переведений на нову характеристику, показану на рис. 5.2, а жирною лінією.

Рівняння (5.1) у цьому випадку - диференціальне рівняння з розділеними змінними і його рішення має вигляд:

$$\omega = \int \frac{M_1 - M_c}{J} dt = \frac{M_1 - M_c}{J} t + C$$

Постійну інтегрування C знайдемо з початкової умови - при $t = 0$, $\omega = \omega_{\text{поч}}$:

$$\omega_{\text{поч}} = C.$$

Остаточного будемо мати:

$$\omega = \omega_{\text{поч}} + \frac{M_1 - M_c}{J} t. \quad (5.2)$$

Це рішення діє на інтервалі $\omega_{\text{поч}} < \omega < \omega_{\text{кін}}$, тому що за умовою при $\omega = \omega_{\text{кін}}$ функція $\omega(M)$ терпить злам. На цьому інтервалі $M = M_1$.

Графіки перехідного процесу наведені на рис. 5.2,б. Час перехідного процесу $t_{\text{пл}}$ можна знайти, підставивши в (5.2) $\omega = \omega_{\text{кін}}$ і вирішивши відносно t :

$$t_{\text{пл}} = \frac{J(\omega_{\text{кін}} - \omega_{\text{поч}})}{M_1 - M_c}. \quad (5.3)$$

Цей же результат, звичайно, можна отримати, вирішивши (5.1) відносно dt і взявши певний інтеграл:

$$t_{\text{пл}} = \int_{\omega_{\text{поч}}}^{\omega_{\text{кін}}} \frac{J}{M_1 - M_c} d\omega = \frac{J(\omega_{\text{кін}} - \omega_{\text{поч}})}{M_1 - M_c}.$$

Розглянутий найпростіший випадок має дуже велике практичне значення, тому що до нього може бути зведене з метою оцінки часу й характеру перехідного процесу велика кількість конкретних завдань.

Приклад. Оцінити час пуску t_n і побудувати наближений графік перехідного процесу пуску короткозамкненого асинхронного двигуна з відомими механічною характеристикою, M_c і J (рис. 5.3,а). Замінімо реальну характеристику (суцільна лінія) наближеної (пунктирна лінія) і застосувавши (5.3), отримаємо:

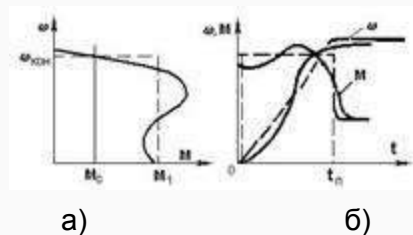


Рис. 5.3. Механічні характеристики (а) і графіки перехідних процесів $\omega(t)$ і $M(t)$ при пуску асинхронного двигуна

$$t_n \approx \frac{J\omega_{\text{кін}}}{M_1 - M_c}.$$

Знаючи t_n , можна побудувати наближені графіки перехідного процесу (пунктир на рис. 5.3,б). Ці графіки будуть відрізнятися від дійсних (суцільні лінії на рис. 5.3,б), однак у багатьох випадках отримана оцінка може бути досить корисною.

б) $M_c = \text{const}$, M лінійно залежить від ω , $\beta < 0$.

Нехай характеристики двигуна й механізму мають вигляд, представлений на рис. 5.4. Рівняння лінійної механічної характеристики двигуна з негативною жорсткістю може бути записане як

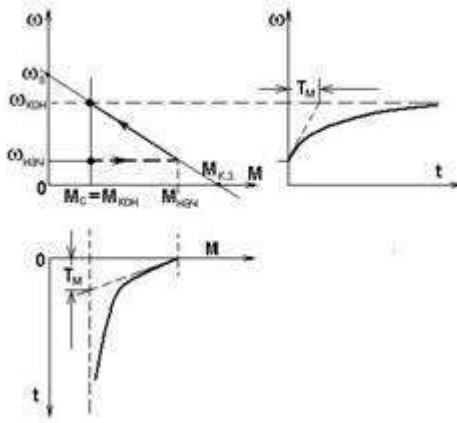


Рис. 5.4. Механічні характеристики й графіки перехідних процесів $\omega(t)$ і $M(t)$ при лінійній залежності $\omega(M)$

$$\omega = \omega_0 - \frac{\omega_0}{M_{xx}} M = \omega_0 - \frac{M}{|\beta|} \quad (5.4)$$

або

$$M = M_{xx} - \frac{M_{xx}}{\omega_0} \omega = M_{xx} - |\beta| \omega \quad (5.5)$$

де $\beta = \frac{dM}{d\omega}$ - твердість механічної характеристики; для лінійної характеристики - твердість механічної характеристики; для лінійної характеристики $\beta = \frac{\Delta M}{\Delta \omega}$.

Підставивши (5.5) в (5.1), після простих перетворень отримаємо:

$$\omega + \frac{J}{|\beta|} \frac{d\omega}{dt} = \omega_0 - \frac{M_c}{|\beta|}.$$

Виразення в правій частині, як треба з (5.4), представляє собою $\omega_{кін}$. Позначивши коефіцієнт перед похідною через T_m , запишемо:

$$\omega + T_m \frac{d\omega}{dt} = \omega_{кін}, \quad (5.6)$$

Тепер підставимо в (5.1) замість $\frac{d\omega}{dt}$ її вираз, отриманий з (5.4):

$$M - M_c = J \left(-\frac{1}{|\beta|} \right) \frac{dM}{dt}$$

або, використовуючи прийняті вище позначення,

$$M + T_m \frac{dM}{dt} = M_{кін}. \quad (5.7)$$

Отже, ми виявили, що в розглянутому перехідному процесі як для швидкості, так і для моменту справедливо однакове рівняння виду

$$x + T_m \frac{dx}{dt} = x_{кін} \quad (5.8)$$

тобто лінійне неоднорідне диференціальне рівняння з постійною правою частиною.

Коефіцієнт при похідній

$$T_{\pi} = \frac{J\omega_0}{M_{\text{к.з.}}} = \frac{J}{|\beta|} = \frac{J\Delta\omega}{\Delta M} \quad (5.9)$$

називають *електромеханічною постійною часу*.

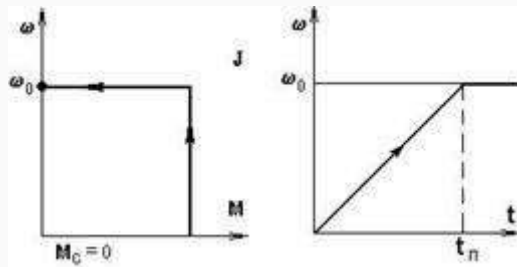


Рис. 5.5. До визначення електромеханічної постійної часу T_{π}

Для з'ясування змісту цієї величини розглянемо умовний привод з характеристикою, показаною на рис. 5.5. Визначивши час розгону такого привода по (5.3)

$$t_{\pi} = \frac{J\omega_0}{M_{\text{к.з.}}},$$

зауважуємо, що воно виражається так само, як T_{π} . У зв'язку із цим можна вважати, що електромеханічна постійна часу T_{π} представляє собою час, за яке привод розігнався б вхолосту до $\omega = \omega_0$ під дією моменту короткого замикання. Інші вирази для T_{π} наведені в (5.9). У деяких окремих випадках виявляється зручним виражати T_{π} через параметри привода. Так, для двигуна постійного струму незалежного збудження можна виразити твердість характеристики як (див. п. 3.2)

$$\beta = -\frac{c^2}{R}.$$

Підставивши це вираз в (5.9), одержимо

$$T_{\pi} = \frac{JR}{c^2}. \quad (5.9,a)$$

Права частина рівняння (5.8) представляє собою кінцеве значень перемінної, тобто сталу величину, що буде досягнута після закінчення перехідного процесу.

Розв'язання (5.8), як відомо, має вигляд

$$x = x_{\text{віл}} + x_{\text{пр}} = Ae^{pt} + x_{\text{кін}},$$

де p - корінь характеристичного рівняння

$$1 + pT_{\pi} = 0,$$

тобто

$$p = -\frac{1}{T_{\pi}};$$

A - постійна, обумовлена з початкової умови:

$$t = 0, x = x_{\text{поч}},$$

тобто

$$A = x_{\text{поч}} - x_{\text{кін}}.$$

Отже, остаточно маємо:

$$x = (x_{\text{поч}} - x_{\text{кін}})e^{-\frac{t}{T_{\pi}}} + x_{\text{кін}}, \quad (5.10)$$

тобто швидкість і момент змінюються в перехідному процесі від початкових до кінцевих значень за експонентним законом з постійної часу T_{π} (див. мал. 5.4).

Нагадаємо деякі важливі властивості експоненти.

1. Дотична в будь-якій точці відтинає на лінії сталого стану відрізок, рівний T_M .
2. За час $t = T_M$ зміна величини становить 0,632 від повної зміни.
3. За час $t = 3T_M$ зміна становить 0,95 від повного. Надалі ми будемо вважати, що процес установлюється за $t = 3T_M$.

Урівняння (5.10) дозволяє вирішувати будь-які завдання, що ставляться до розглянутого типу.

Приклад 1. Розрахувати перехідний процес миттєвого набросу навантаження від M_{c1} до M_{c2} на асинхронний короткозамкнений двигун з механічною характеристикою, лінійною на робочій ділянці (рис. 5.6).

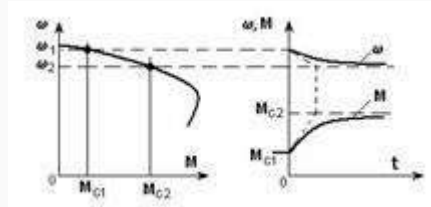


Рис.5.6. Перехідний процес набросу навантаження

Обчислимо T_M :

$$T_M = \frac{J(\omega_1 - \omega_2)}{M_{c2} - M_{c1}}$$

Визначимо початкові й кінцеві значення ω і M :

$$\omega_{\text{поч}} = \omega_1, \omega_{\text{кін}} = \omega_2;$$

$$M_{\text{поч}} = M_{c1}, M_{\text{кін}} = M_{c2}$$

Запишемо по (5.10) рівняння перехідного процесу

$$\omega = (\omega_1 - \omega_2)e^{-\frac{t}{T_M}} + \omega_2,$$

$$M = (M_{c1} - M_{c2})e^{-\frac{t}{T_M}} + M_{c2}$$

і побудуємо графіки (рис. 5.6).

Приклад 2. Розрахувати перехідний процес пуску з одним щаблем пускового реостата й динамічного гальмування із самозбудженням двигуна постійного струму послідовного порушення; M_c - реактивний.

Побудуємо спочатку пускову діаграму й гальмову характеристику (рис. 5.7,а) - див. п. п. 3.2, 3.4. Якщо на робочих ділянках характеристики близькі до прямих, можна скористатися аналітичним розв'язанням завдання. У цьому випадку механічні характеристики мають розриви (при ω_3, ω_1) і злами (при ω_4), тому необхідно розділити весь процес на ділянки таким чином, щоб у межах кожної ділянки функції $\omega(M)$ і $\omega(M_c)$ були лінійними й не мали зламів і розривів.

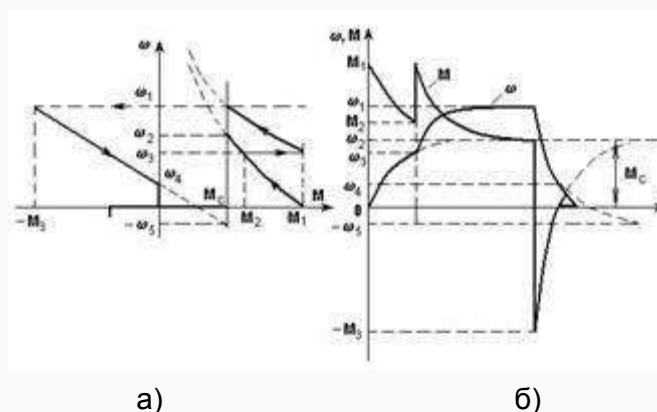


Рис. 5.7. Механічні характеристики (а) і криві перехідних процесів (б) при реостатному пуску й динамічному гальмуванні двигуна послідовного збудження

У нашому випадку таких ділянок буде чотири:

- I - $0 < \omega < \omega_3$ (пуск на реостатній характеристиці);
 II - $\omega_3 < \omega < \omega_1$ (пуск на природній характеристиці);
 III - $\omega_1 > \omega > \omega_4$ (гальмування із самозбудженням);
 IV - $\omega_4 < \omega < 0$ (гальмування під дією M_c).

До першого трьох ділянках може бути застосована формула (5.10), тому що в межах цих ділянок $M(\omega)$ - лінійні функції; до IV ділянки, де $M = 0$ і $M_c = \text{const}$, варто застосувати рішення, отримане в п. а), тобто формулу (5.2).

Звернемо увагу на те, що відлік часу в рівняннях (5.10) і (5.2), якими ми будемо користуватися, ведеться від моменту $t = 0$, у який відбулася зміна, що викликала перехідний процес. Тому, вирішуючи завдання по етапах, треба на кожному етапі відлік часу вести від свого початку; загальний час перехідного процесу визначиться звичайно, як сума часу на етапах.

Для того, щоб скористатися рівняннями (5.10) і (5.2), варто визначити вхідні в них початкові й кінцеві значення величин і постійні часу.

Початкові значення швидкості очевидні із графіка $\omega(M)$ - це фактичні значення швидкості на початку відповідного етапу. При визначенні початкових значень моменту варто пам'ятати, що в розглянутих завданнях ми зневажаємо інерційністю електричних ланцюгів і вважаємо, що струм, а отже, і момент змінюються миттєво при зміні параметрів привода, тобто при переході з характеристики на характеристику. На графіку $\omega(M)$ це відповідає горизонтальним лініям - момент змінюється стрибком при $\omega = \text{const}$. Тому як початкові значення моменту варто брати величини із графіка $\omega(M)$, що вийшли після відповідної миттєвої зміни характеристики.

В якості кінцевих значень ω і M при використанні рівняння (5.10) варто завжди брати координати точки перетинання двох прямих $\omega(M)$ і $\omega(M_c)$, тобто крапки сталого режиму, незалежно від того буде досягнутий цей режим чи фактично ні. Це важливе правило впливає з того, що рівняння (5.10) є розв'язанням рівняння (5.8) саме при зазначених умовах. Постійні часу визначаються для кожного етапу по (5.9).

Для розглянутого завдання початкові й кінцеві значення наведені в табл. 5.1 (варто звернути увагу на підкреслені величини).

Таблиця 5.1

№ етапів	$\omega_{\text{поч}}$	$\omega_{\text{кін}}$	$M_{\text{поч}}$	$M_{\text{кін}}$	T_m	Примітки
I	0		M_1		$\frac{J\omega_3}{M_1 - M_2}$	Рівняння (5.10)
II	ω_3	ω_1	M_1	M_c	$\frac{J(\omega_1 - \omega_3)}{M_1 - M_2}$	Рівняння (5.10)
III	ω_1		$-M_3$		$\frac{J(\omega_1 - \omega_4)}{M_3}$	Рівняння (5.10)
IV	ω_4	0	0	0	-	

Дані табл. 5.1 дозволяють записати рівняння для кожного із чотирьох етапів і побудувати графіки - рис. 5.7,б.

Приклад 3. Розрахувати й побудувати криві перехідного процесу реверса двигуна постійного струму незалежного збудження, що живиться від мережі $U = \text{const}$, при активному й реактивному характері M_c .

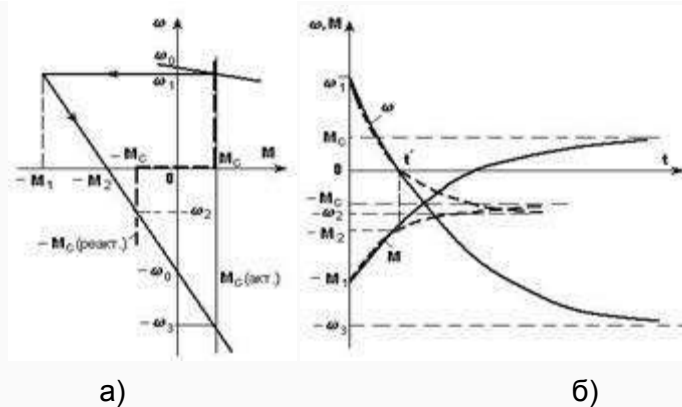


Рис. 5.8. Механічні характеристики (а) і криві перехідних процесів (б)

при реверсі електропривода

Розв'язання, як завжди, почнемо з побудови графіків $\omega(M)$ (рис. 5.8,а); графік реактивного M_c побудований жирними пунктирними лініями.

Розглянемо спочатку випадок, коли M_c активний. При цьому, мабуть, перехідний процес протікає в один етап, а його рівняння, отримані з (5.10), мають вигляд:

$$\begin{aligned}\omega &= [\omega_1 - (-\omega_3)]e^{-\frac{t}{T_*}} + (-\omega_3) = (\omega_1 + \omega_3)e^{-\frac{t}{T_*}} - \omega_3, \\ M &= (-M_1 - M_c)e^{-\frac{t}{T_*}} + M_c,\end{aligned}$$

де

$$T_* = \frac{J\omega_3}{M_c}.$$

Відповідні графіки побудовані на рис. 5.8,б суцільними лініями.

При реактивному M_c , що змінює знак при $\omega = 0$, необхідно розглядати два етапи: I від ω_1 до $\omega = 0$ і II від $\omega = 0$ до $\omega = -\omega_2$. На I етапі рівняння не будуть відрізнятися від отриманих раніше. Дійсно, на цьому етапі реактивний характер M_c не проявляється й він, як і в першому випадку, сприяє гальмуванню привода. Цей результат відповідає правилу, викладеному в попередньому прикладі.

На II етапі змінюється знак M_c і, на противагу попередньому випадку, M_c робить гальмуючу дію при розгоні привода в протилежну сторону. Рівняння для цього етапу мають вигляд:

$$\begin{aligned}\omega &= [0 - (-\omega_2)]e^{-\frac{t}{T_*}} + (-\omega_2) = -\omega_2(1 - e^{-\frac{t}{T_*}}), \\ M &= [-M_2 - (-M_c)]e^{-\frac{t}{T_*}} + (-M_c) = (-M_2 + M_c)e^{-\frac{t}{T_*}} - M_c.\end{aligned}$$

Графіки перехідних процесів при реактивному M_c побудовані на мал. 5.8,б пунктирними лініями. У момент часу t криві терплять злам, темп процесу сповільнюється, що зв'язано зі стрибкоподібним зменшенням динамічного моменту, обумовленим зміною знака M_c .

Якщо потрібно знайти залежність $i(t)$, варто скористатися відомим співвідношенням

$$i = \frac{M}{k\Phi} = \frac{M}{c}.$$

в) $M_c = \text{const}$, M - лінійно залежить від ω , $\beta > 0$

Розглянуті вище перехідні процеси при $\beta < 0$ відповідали стійкій точці сталого режиму $\omega_{\text{кін}}$, $M_{\text{кін}}$, тобто ω і M , змінюючись, прагнули до цієї точки. Разом з тим, іноді потрібно розраховувати перехідні процеси при $\beta > 0$, що відповідає нестійкій точці сталого режиму (див. п. 1.3) - рис. 5.9,а.

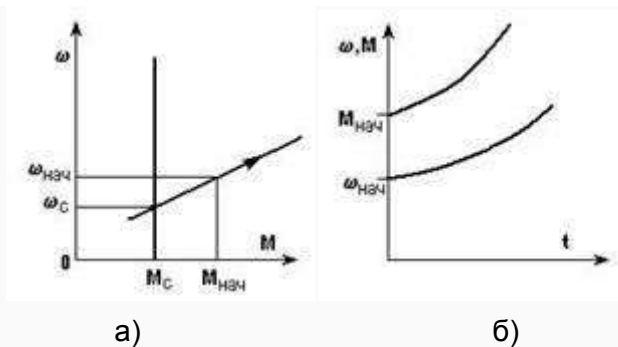


Рис. 5.9. Механічні характеристики (а) і криві перехідного процесу (б) при $\beta > 0$

У цьому випадку рівняння механічної характеристики привода запишеться як

$$\omega = \omega_0 + \frac{M}{\beta}$$

або

$$M = M_{x.c.} + |\beta| \omega$$

що приведе після підстановки цих виражень в (5.1) і виконання перетворень до рівняння

$$x - T_m \frac{dx}{dt} = x_c, \quad (5.11)$$

де x - швидкість або момент;

x_c - швидкість або момент, що відповідають точці сталого режиму (див. рис. 5.9,а).

У порівнянні з (5.8) у цьому рівнянні змінився знак перед похідною, а в правій частині коштує величина x_c , що не має тепер змісту кінцевого значення змінної.

Вирішимо рівняння (5.11), як рівняння з роздільними змінними; до речі, ми могли б вирішити цим прийомом і рівняння (5.8):

$$\begin{aligned} \frac{dx}{x - x_c} &= \frac{dt}{T_m}; \\ \int \frac{dx}{x - x_c} &= \int \frac{dt}{T_m}; \\ \ln(x - x_c) &= \ln e^{\frac{t}{T_m}} + \ln A; \\ x &= x_c + A e^{\frac{t}{T_m}}. \end{aligned}$$

Використавши початкові умови $t = 0$, $x = x_{\text{поч}}$, отримаємо

$$x = (x_{\text{поч}} - x_c) e^{\frac{t}{T_m}} + x_c. \quad (5.12)$$

Графіки $\omega(t)$ і $M(t)$, що відповідають (5.12), показані на рис. 5.9,б.

г) M_c і M - лінійні функції ω .

Отримані в п. п. б) і в) результати можна поширити на випадок, коли M і M_c - лінійні функції швидкості.

Розглянемо цю можливість на простому прикладі. Нехай потрібно розрахувати перехідний процес пуску привода, якщо характеристики двигуна й навантаження задані, як показано на рис. 5.10,а пунктиром.

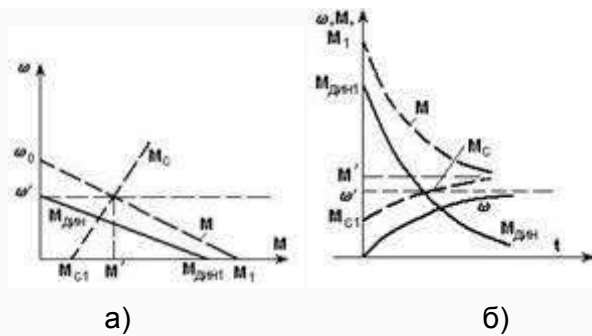


Рис. 5.10. Механічні характеристики (а) і криві перехідних процесів (б) при лінійних залежностях $M(\omega)$ і $M_C(\omega)$

Замінімо ці характеристики однієї - залежністю динамічного моменту $M_{\text{дин}} = M - M_C$ від швидкості. Ця залежність лінійна, тому що лінійні $M(\omega)$ і $M_C(\omega)$ - суцільна лінія на рис. 5.10,а. Тепер, скориставшись отриманими раніше результатами, можна одержати залежності $\omega(t)$ і $M_{\text{дин}}(t)$. При цьому $\omega_{\text{поч}} = 0$, $\omega_{\text{кін}} = \omega$, $M_{\text{дин поч}} = M_{\text{дин1}}$, $M_{\text{дин кін}} = 0$, $T_x = \frac{J\omega'}{M_{\text{дин1}}}$; криві побудовані на рис. 5.10,б суцільними лініями. Якщо необхідно, можна побудувати й графіки $M(t)$ і $M_C(t)$, тому що відомі початкові й скінченні величини (рис. 5.10,а) і визначена T_m . Ці графіки показані на рис. 5.10,б пунктиром.

3. Перехідні процеси при $L=0$ і “повільних” змінах фактора, що впливає

До завдань даної групи раніше були віднесені перехідні процеси в системі перетворювач - двигун (П-Д). Фактор, що викликає перехідний процес, змінюється не миттєво (темп його зміни порівняємо з темпом зміни швидкості привода в перехідному процесі); урахується тільки механічна інерція в приводі (J), індуктивності в ланцюгах двигуна малі або не проявляються.

Типові структури системи П-Д і відповідні механічні характеристики показані на рис. 5.11 і 5.12.

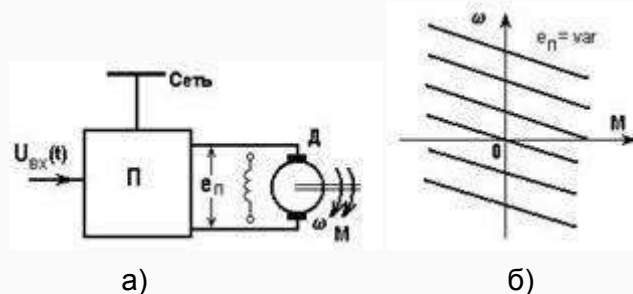


Рис. 5.11. Система ПН-ДПС і її механічні характеристики

Роль перетворювача П у схемі на рис. 5.11, як відзначалося, може грати генератор (система Г-Д) або тиристорний перетворювач (ТП-Д). Фактор, що викликає перехідний процес у цих системах, - зміна вхідного сигналу $u_{\text{вх}}$, що приводить до зміни ЕРДС перетворювача e_n .

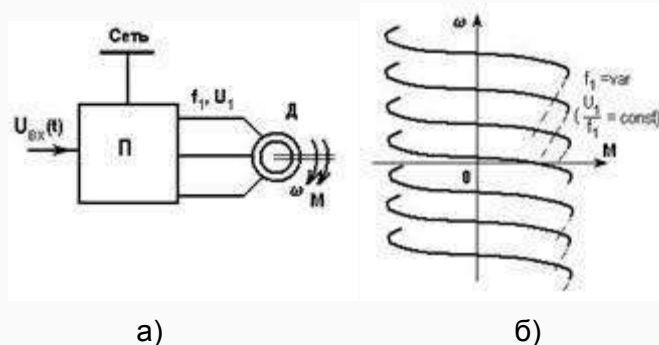


Рис. 5.12. Система ПЧ-АД і її механічні характеристики

Роль перетворювача П у схемі на рис. 5.12 грає статичний перетворювач частоти. Фактор, що викликає перехідний процес у цих системах, - зміна вхідного сигналу $u_{вх}$, що приводить до зміни частоти й напруги на виході перетворювача.

Як і колись, метою вивчення перехідних процесів у системі П-Д буде визначення залежностей $\omega(t)$, $M(t)$ і іноді $i(t)$ при відомих умовах перехідного процесу й параметрах привода.

Уведемо ряд умов і допущень.

1. Механічні характеристики привода $\omega(M)$ відомі, лінійні (принаймні, на робочих ділянках) і паралельні одна одній, тобто виражаються рівнянням (5.4):

$$\omega = \omega_0 - \frac{M}{\beta},$$

$$\beta = \frac{dM}{d\omega} = \frac{\Delta M}{\Delta \omega}$$

де β - жорсткість характеристик.

2. Відомі або можуть бути визначені залежності $e_n(t)$ або $f_1(t)$, тобто закон зміни в часі фактора, що викликає перехідний процес. Тому що e_n або f_1 однозначно зв'язані зі швидкістю ідеального холостого ходу привода ω_0

$$\omega_0 = \frac{e_n}{c}$$

- для схеми на рис. 5.11,

$$\omega_0 = \frac{2\pi f_1}{p}$$

- для схеми на рис. 5.12,

те відомий закон зміни в часі ω_0 .

3. Відомо початковий ($\omega_{поч}$, $M_{поч}$) і кінцеве ($\omega_{кін}$, $M_{кін}$) стан привода, момент інерції J і момент опору $M_c = \text{const}$.

4. Перетворювач П має двосторонню провідність, тобто характеристики $\omega(M)$ можуть розташовуватися у всіх квадрантах площини ω , M .

Розглянемо насамперед якісні відмінності перехідних процесів у системі П-Д від вивчених раніше випадків, коли e_n або f_1 змінювалися миттєво, тобто миттєво встановлювалася відповідна нова механічна характеристика, а зміна швидкості ω і моменту M у перехідному процесі відбувалося відповідно до саме цієї характеристики. Перехідний процес визначався статичною механічною характеристикою привода.

В розглянутих далі завданнях e_n або f_1 змінюються, як указувався, не миттєво, тобто перехід привода з однієї характеристики на іншу відбувається поступово, одночасно зі зміною швидкості, у результаті чого відповідність між швидкістю ω і моментом M у кожний момент часу визначається не статичною механічною характеристикою, а інший, відмінної від її характеристикою, що ми далі будемо називати динамічною механічною характеристикою або просто динамічною характеристикою.

Як приклад на рис. 5.13 показана статична характеристика асинхронного двигуна при номінальній частоті 1, по якій буде відбуватися пуск при миттєвому додатку до двигуна напруги такої частоти, і динамічна характеристика 2, що відповідає пуску двигуна шляхом плавної зміни частоти від нуля до номінальної за деяким законом.

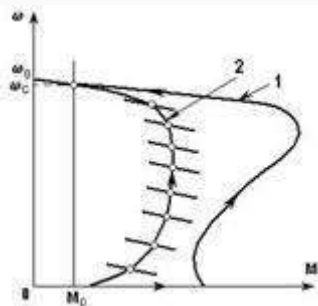


Рис. 5.13. Статична 1 і динамічна 2 механічні характеристики

Динамічні характеристики визначаються темпом зміни фактора, що викликає перехідний процес, і параметрами привода, можуть дуже сильно відрізнятися від статичних характеристик і навіть мати зовсім іншу форму.

Легко виявити зв'язок залежностей $\omega(t)$ і $M(t)$ з динамічною характеристикою привода: виключивши час t з рівнянь $\omega(t)$ і $M(t)$, ми одержимо динамічну характеристику.

а) Рівняння, що описують перехідні процеси.

З рівняння механічної характеристики (5.4) отримаємо:

$$M = (\beta(\omega_0) + \beta(\omega)) \quad (5.5,а)$$

Підставивши (5.5,а) у рівняння руху (5.1), після елементарних перетворень будемо мати:

$$\omega + \frac{J}{\beta} \frac{d\omega}{dt} = \omega_0 - \frac{M_c}{\beta} = \omega_c \quad (5.13)$$

Коефіцієнт при похідній $\frac{J}{\beta}$, як і раніше, - електромеханічна постійна часу T_m . Права частина рівняння представляє собою швидкість ω_c , що відповідає моменту опору M_c , однак, у розглянутому випадку ω_0 , а значить і ω_c не постійні величини, а відомі функції часу $\omega_0(t)$ і $\omega_c(t)$. Таким чином, рівняння (5.13) має вигляд:

$$\omega + T_m \frac{d\omega}{dt} = \omega_c(t) \quad (5.14)$$

Рішення цього диференціального рівняння визначить шукану залежність $\omega(t)$.

Для одержання залежності $M(t)$ зручно скористатися безпосередньо рівнянням руху (5.1), підставивши в нього похідну знайденої функції $\omega(t)$:

$$M = M_c + J \frac{d\omega(t)}{dt} \quad (5.15)$$

Права частина рівняння (5.14), загалом кажучи, може мати будь-який вид. Закон $\omega_0(t)$ у випадку безінерційного перетворювача формується на його вході; при інерційному перетворювачі закон $\omega_0(t)$ зв'язаний із властивостями перетворювача. У ряді випадків закон $\omega_0(t)$ формується таким чином, щоб отримати необхідний закон $\omega(t)$.

б) Рівняння перехідних процесів при лінійному законі $\omega_c(t)$

Отримаємо рішення рівняння (5.14) для одного поважного вигляду функції $\omega_c(t)$ - для лінійної зміни ω_c у часі:

$$\omega_c(t) = a + kt \quad (5.16)$$

Такий закон може бути сформований при безінерційному перетворювачі за допомогою задатчика інтенсивності.

Ми використаємо тут загальне рівняння прямої, не накладаючи поки ніяких обмежень на величини a й k для того, щоб, розглядаючи частки випадки, можна було користуватися отриманим загальним результатом.

Рівняння (5.14) з урахуванням (5.16) має вигляд:

$$\omega + T_m \frac{d\omega}{dt} = a + kt \quad (5.17)$$

Рішення будемо шукати, як і колись, у вигляді суми вільної $\omega_{віль}$ і примушеної $\omega_{пр}$ складових:

$$\omega = \omega_{віль} + \omega_{пр} \quad (*)$$

Вільна складова, тобто рішення однорідного рівняння, отриманого з (5.17) має вигляд:

$$\omega_{віль} = A e^{-\frac{t}{T_m}}$$

Примушену складову будемо шукати, з огляду на (5.16), у вигляді:

$$\omega_{\text{пр}} = B + kt,$$

тому що в сталому режимі швидкість буде лінійно змінюватися в часі. Підставивши $\omega_{\text{пр}}$ в (5.17) одержимо:

$$B + kt + kT_M = a + kt$$

або

$$B = a - kT_M.$$

Підставимо тепер $\omega_{\text{ввл}}$ і $\omega_{\text{пр}}$ в (*):

$$\omega = Ae^{-\frac{t}{T_M}} + a - kT_M + kt.$$

Постійну A знайдемо, використовуючи початкові умови: при $t = 0$ $\omega = \omega_{\text{поч}}$:

$$\omega_{\text{поч}} = A + a - kT_M,$$

звідки

$$A = \omega_{\text{поч}} - a + kT_M$$

Остаточно будемо мати:

$$\omega = (\omega_{\text{поч}} - a + kT_M)e^{-\frac{t}{T_M}} + a - kT_M + kt \quad (5.18)$$

Перейдемо тепер до розгляду деяких конкретних перехідних процесів у системі П-Д.

в) Пуск вхолосту.

Будемо думати, що закон зміни в часі фактора, що викликає перехідний процес, e_n або f_1 або в загальному випадку ω_0 має вигляд, представлений на рис. 5.14 праворуч угорі. Тому що $M_c = 0$ (пуск вхолосту), те $\omega_3 = (t)$ буде збігатися з $\omega_0(t)$ - див. рівняння (5.13), тобто $a=0$ і

$$k = \frac{\omega_{01}}{t_1} = \varepsilon,$$

де ε - прискорення, що характеризує темп зміни ω_0 ;

при $0 < t < t_1$ $\omega_3(t) = \varepsilon t$;

при $t > t_1$ $\omega_3(t) = \omega_{01} = \text{const.}$

Злам функції $\omega_3(t)$ при $t = t_1$ свідчить про те, що перехідний процес складається із двох етапів, і його необхідно розрахувати окремо для кожної ділянки.

I етап ($0 < t < t_1$).

Прийнявши, що при $t = 0$ $\omega_{\text{поч}} = 0$ і підставивши в (5.18) $a=0$, $k=\varepsilon$, отримаємо

$$\omega = \varepsilon T_M e^{-\frac{t}{T_M}} - \varepsilon T_M + \varepsilon t = \varepsilon t - \varepsilon T_M (1 - e^{-\frac{t}{T_M}}). \quad (5.19)$$

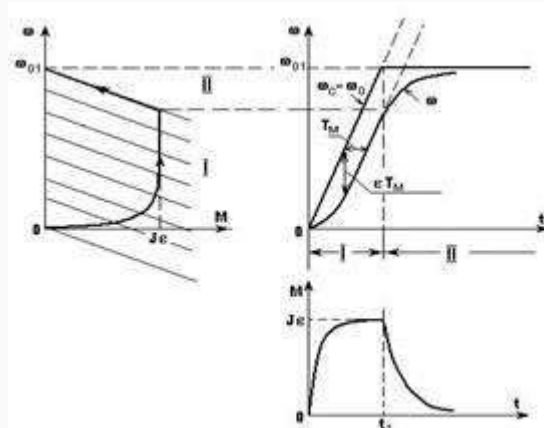


Рис. 5.14. Механічні характеристики й графіки перехідного процесу при пуску вхолосту з $\omega_0(t) = \varepsilon t$

Скориставшись рівнянням (5.15), знайдемо закон зміни моменту в часі:

$$M = J\varepsilon(1 - e^{-\frac{t}{T_m}}). \quad (5.20)$$

Проаналізуємо отримані рівняння.

Прискорення привода визначиться як

$$\frac{d\omega}{dt} = \varepsilon(1 - e^{-\frac{t}{T_m}})$$

$$\left. \frac{d\omega}{dt} \right|_{t=0} = 0.$$

і при $t = 0$ $\frac{d\omega}{dt} = 0$. Цей результат очевидний: при $t = 0$ $\omega_3 = \omega_0 = 0$ т.е. $e_n = 0$ або $f_1 = 0$, привод не розвиває моменту й відповідно до рівняння руху (5.1) Цей результат очевидний: при $t = 0$ $\omega_3 = \omega_0 = 0$ т.е. $e_n = 0$ або $f_1 = 0$, привод не розвиває моменту й відповідно до рівняння руху

$$(5.1) \quad J \frac{d\omega}{dt} = 0 \quad \text{і} \quad \frac{d\omega}{dt} = 0.$$

$$\left. \frac{d\omega}{dt} \right|_{t=3T_m} \approx \varepsilon$$

При $t > 3T_m$, тобто швидкість змінюється в тім же темпі, що й фактор, що викликає перехідний процес. З рівняння (5.19) треба, що при $t > 3T_m$

$$\omega = \varepsilon(t - T_m) = \omega_3(t) - \varepsilon T_m. \quad (5.19,a)$$

Графіки $\omega_3(t)$ і $\omega(t)$ представлені на рис. 5.14. Крива $\omega(t)$ зсунута вправо відносно кривої $\omega_3(t)$ на величину T_m ; у кожний момент часу при $t > 3T_m$ різниця між ω_3 і ω становить εT_m .

Момент відповідно до (5.20) зростає за експонентним законом (див. рис. 5.14) і при $t > 3T_m$ досягає величини

$$M_{\max} = J\varepsilon. \quad (5.20,a)$$

Це співвідношення дозволяє оцінити припустиму величину ε . Дійсно, якщо вважати, що в перехідному процесі $M_{\max} = M_{\text{прип}}$, те

$$\varepsilon_{\text{прип}} = \frac{M_{\text{прип}}}{J}.$$

Зокрема, можна знайти мінімальний час пуску привода при якому момент не перевищить припустимого значення:

$$t_{\min} = \frac{\omega_{01}}{\varepsilon_{\text{прип}}} = \frac{J\omega_{01}}{M_{\text{прип}}}.$$

$$|\beta| = \frac{20M_k}{\omega_{01}}$$

Якщо покласти, що $M_{\text{прип}} = 2M_n$, а , що справедливо для нормальної електричної машини середньої потужності, то отримаємо

$$t_{\min} = \frac{J}{|\beta|} \cdot 10 = 10T_m.$$

II етап ($t > t_1$).

На II етапі $\omega_3 = \omega_{01}$, а виходить, і e_n або f_1 мають постійну величину. Перехідний процес у цьому випадку нічим не відрізняється від розглянутих раніше перехідних процесів, віднесених до першої групи завдань. Якщо відрховувати час від t_1 , (точка 0'), то швидкість ω і момент M будуть змінюватися відповідно до рівняння (5.10); у якості $x_{\text{поч}}$ варто прийняти значення ω і M у момент часу t_1 . Якщо $t_1 < 3T_m$, початкові значення повинні бути визначені по (5.19) і (5.20) при підстановці в ці рівняння $t = t_1$.

В якості $x_{\text{кін}}$, мабуть, варто взяти ω_{01} і 0.

Графіки $\omega(t)$ і $M(t)$ на II етапі показані на рис. 5.14. Там же ліворуч наведена динамічна механічна характеристика для випадку пуску вхолосту.

Всі розглянуті вище величини й залежності мають очевидний фізичний зміст для системи П-Д із двигуном постійного струму. Дійсно,

$$\omega_0(t) = \frac{E_n(t)}{c}; \quad \omega(t) = \frac{e(t)}{c},$$

т. є. крива $\omega_0(t)$ представляє собою в деякому масштабі закон зміни в часі e_n , а крива $\omega(t)$ - закон зміни e в тім же масштабі. Різниця цих величин відповідно до другого закону Кирхгофа визначить струм, що протікає в якірному ланцюзі:

$$i(t) = \frac{e_n(t) - e(t)}{R_{\Sigma}},$$

а виходить, і момент, що розвиває двигуном

$$M(t) = ci(t).$$

г) Реверс (гальмування) вхолосту.

Для здійснення реверса ω_0 повинна змінити напрямок. Це значить, що e_n зменшується до 0, потім змінює полярність і зростає до заданої величини, або f_1 зменшується до 0, міняється чергування фаз і f_1 зростає до заданої величини.

Як і колись, будемо вважати, що зміна ω_0 у часі здійснюється за лінійним законом при $(0 < t < t_1)$, потім при $t > t_1$ $\omega_0 = \omega_{01}$. Таким чином, перехідний процес складається із двох ділянок, які варто розглядати окремо. Тому що перехідний процес здійснюється вхолосту ($M_c = 0$), те $\omega_3(t) = \omega_0(t)$.

I етап $(0 < t < t_1)$.

На I етапі зміна $\omega_3(t)$ можна представити рівнянням (5.16), підставивши в нього $a = \omega_{01}$, $k = -\varepsilon$. Тоді, скориставшись рівнянням (5.18), у якому $\omega_{поч} = \omega_{01}$, отримаємо

$$\omega = -\varepsilon T_m e^{-\frac{t}{T_m}} + \omega_{01} + \varepsilon T_m - \varepsilon t$$

або

$$\omega = \omega_{01} - \varepsilon t + \varepsilon T_m (1 - e^{-\frac{t}{T_m}}). \quad (5.21)$$

Рівняння (5.16) визначає закон зміни M у часі:

$$M = J \frac{d\omega}{dt} = -J\varepsilon (1 - e^{-\frac{t}{T_m}}). \quad (5.22)$$

Проаналізуємо отримані рівняння.

Прискорення привода

$$\frac{d\omega}{dt} = -\varepsilon (1 - e^{-\frac{t}{T_m}}).$$

При $t = 0$ $\left. \frac{d\omega}{dt} \right|_{t=0} = 0$, що очевидно й з фізичної точки зору: при $t = 0$ $M = 0$ т.є., що очевидно й з фізичної точки зору: при $t = 0$ $M = 0$ т.є. $J \frac{d\omega}{dt} = 0$ і $\frac{d\omega}{dt} = 0$.

При $t > 3T_m$ $\left. \frac{d\omega}{dt} \right|_{t > 3T_m} \approx -\varepsilon$, тобто як і при пуску, швидкість змінюється в тім же темпі, що й фактор, що викликав перехідний процес. При $t > 3T_m$

$$\omega = \omega_{01} - \varepsilon(t - T_m) = \omega_3(t) + \varepsilon T_m,$$

т. є як і при пуску, крива $\omega(t)$ розташовується правее кривій $\omega_3(t)$, причому зрушення по осі t становить величину T_M , а в кожний момент часу при $t > 3T_M$ різниця між ω_3 і ω становить εT_M .

Момент негативний і змінюється за експонентним законом до величини

$$M_{\text{макс}} = -J\varepsilon.$$

II етап ($t > t_1$).

Перехідні процеси на II етапі підкоряються рівнянню (5.10) і розраховується очевидним образом.

Криві $\omega_3(t)$, $\omega(t)$ і $M(t)$ і динамічна характеристика показані на рис. 5.15.

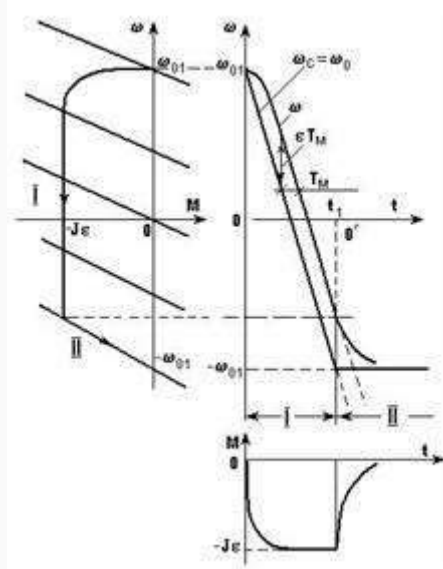


Рис. 5.15. Механічні характеристики й графіки перехідного процесу при реверсі вхолосту з $\omega_0(t) = -\varepsilon t$

При гальмуванні вхолосту ω_0 змінюється від значення ω_{01} до нуля. Як і при реверсі, процес складається із двох етапів, причому на I етапі ($0 < t < t_1$) криві $\omega(t)$ і $M(t)$ не відрізняються від аналогічних кривих при реверсі, а на II етапі - підкоряються рівнянню (5.10) з відповідними $x_{\text{поч}}$ і $x_{\text{кін}}$.

Криві $\omega(t)$ і $M(t)$, а також динамічна характеристика показана на рис. 5.16.

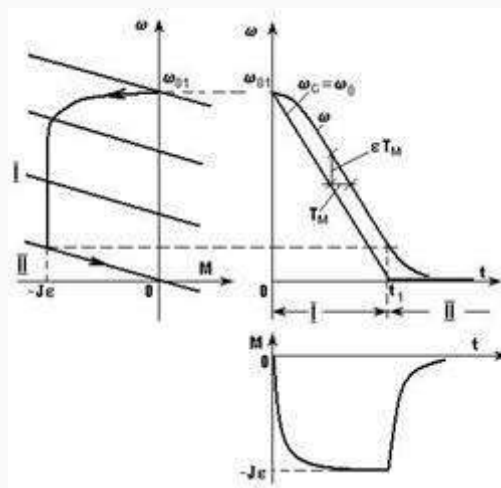


Рис. 5.16. Механічні характеристики й графіки перехідного процесу при гальмуванні вхолосту з $\omega_0(t) = -\varepsilon t$

Розглянемо коротко порядок операцій при побудові кривих перехідного процесу в розглянутих випадках.

1. Зображується $\omega_3(t)$, у розглянутих випадках $\omega_3(t) = \omega_0(t)$; відзначаються етапи й визначається ϵ на етапі, де $\omega_3(t)$ змінюється.
2. Проводиться лінія, паралельна $\omega_3(t)$ і зрушена вправо на T_m , - це й буде основа графіка $\omega(t)$.
3. Коректується графік $\omega(t)$ на початкових і кінцевому (II) ділянках, введенням експонент із постійної часу T_m .
4. Будується основа графіка $M(t)$ - прямокутник зі сторонами $0 - t_1$ і $J\epsilon$; у випадку реверса й гальмування ϵ має негативний знак.
5. Коректується графік $M(t)$ на початковій і кінцевій ділянках, введенням експонент із постійної часу T_m .

Перехідні процеси під навантаженням.

Загальні формули (5.15) і (5.18) справедливі й для цього випадку, разом з тим розходження в характері навантаження - M_c може бути як активним, так і реактивним - і в початкових умовах роблять завдання різноманітними й іноді не дуже простими.

З'ясуємо насамперед, як буде змінюватися права частина (5.13), тобто $\omega_3(t) = \omega_0(t) - M_c / (B)$, при тих же, що й колись, змінах $\omega_0(t)$, але різному характері M_c .

Як показано на рис. 5.17, при активному моменті опору $\omega_3(t)$ розташовується нижче $\omega_0(t)$ на $\Delta\omega$ і ніяких істотних відмінностей в алгоритмі рішення завдання немає. Єдине, мабуть, про що варто подбати, - про правильний облік початкових умов при пуску. Можливі два випадки - перший, коли при $t = 0$ $\omega = 0$, тобто коли розгальмовування привода з активним моментом і початок росту $\omega_0(t)$ збігаються, і другий, коли до початку пуску привод обертався під дією активного M_c із невеликою швидкістю $-\Delta\omega$ - пунктир на рис. 5.17.

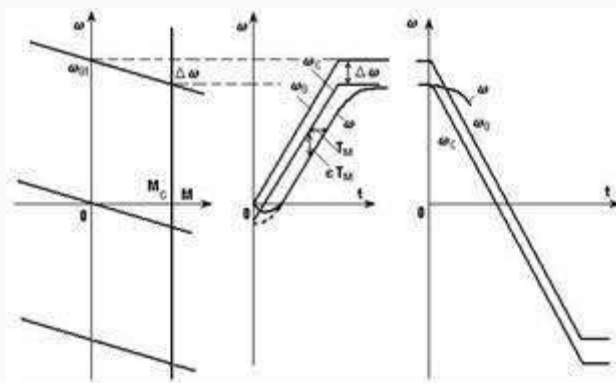


Рис. 5.17. Перехідний процес пуску при активному M_c

При пуску з реактивним M_c (рис. 5.18) швидкість починає змінюватися через якийсь час t_3 , за яке момент двигуна виросте до значення M_c . Як приклад на рис. 5.18 показані всі криві, що відповідають цьому випадку.

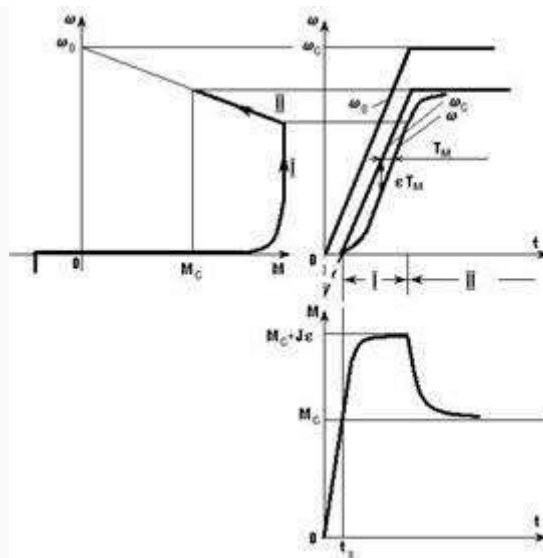


Рис. 5.18. Перехідний процес пуску при реактивному M_c

При реверсі з реактивним M_c є дві гілки $\omega_z(t)$, причому перехід з однієї на іншу здійснюється в момент часу, коли швидкість, досягши нульового значення, змінить знак.

Таким чином, як треба з викладеного в системі перетворювач - двигун можна формувати будь-які необхідні динамічні характеристики.

Для самоконтролю знань щодо вивчення самостійно матеріалу можна перевірити себе, розібрати завдання (тести) в **ДОДАТКУ А**.

16. ПРОМІЖНИЙ КОНТРОЛЬ ЗНАНЬ ЗА РЕЗУЛЬТАТОМ РОБОТИ ВИКОНАННЯ САМОСТІЙНОГО ІНДИВІДУАЛЬНОГО ЗАВДАННЯ

Контрольні заходи включають поточний контроль знань здобувачів. Поточний контроль є органічною частиною навчального процесу і проводиться під час практичних занять.

Форми поточного контролю має вид: на початку практичного заняття (за варіантом списку академічної групи електронного журналу). проводиться демонстрація презентації та доповіді за підсумками самостійного аналізу та дослідження представленої теми індивідуального завдання. Після чого, усна співбесіда за матеріалами розглянутої теми з оцінкою відповідей студентів (5-10 хв.).

При кредитно-модульній системі доповідь та вивчення теми самостійної роботи входять у модуль, який контролюється після закінчення логічно завершеної частини лекцій та інших видів занять з дисципліни та їх результати враховуються при виставленні підсумкової оцінки.

Зразок оформлення титульного листа дивись в **ДОДАТКУ Б.**

17. ПЕРЕЛІК ТЕМ ДЛЯ САМОСТІЙНОЇ РОБОТИ

- 1 Принцип дії асинхронного двигуна
- 2 Будова статора безколекторної машини змінного струму
- 3 Вимоги щодо обмоток статора безколекторної машини змінного струму
- 4 Будова багатofазної обмотки статора безколекторної машини змінного струму
- 5 Електрорушійна сила котушки
- 6 Електрорушійна сила котушкової групи
- 7 Електрорушійна сила обмотки статора
- 8 Визначення числа пазів статора
- 9 Одношарові обмотки статора
- 10 Трифазна обмотка
- 11 Однофазна обмотка
- 12 МРС зосереджувальної обмотки статора
- 13 Гармонійний ряд МРС
- 14 МРС розподільчої обмотки статора
- 15 Визначення формули МРС розподільчої обмотки статора
- 16 МРС трифазної обмотки статора
- 17 Принцип отримання МРС, що обертається
- 18 Визначення формули МРС трифазної обмотки статора
- 19 Розрахунок магнітного кола асинхронного двигуна
- 20 Роль зубців сердечника в наведенні ЕРС і створенні електромагнітного моменту
- 21 Електрорушійні сили, що наводяться в обмотці статора
- 22 Електрорушійні сили, що наводяться в обмотці ротора

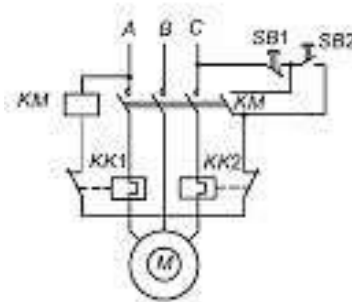
- 23Рівняння МРС та струмів асинхронного двигуна
- 24Магнітні та електричні втрати АД
- 25Механічні та додаткові втрати АД
- 26Коефіцієнт корисної дії АД
- 27Визначення механічної характеристики АД
- 28Вплив напруги на механічну характеристику АД
- 29Вплив активного опору на механічну характеристику АД
- 30Вплив активного опору на механічну характеристику АД
- 31Регулювання частоти обертання зміною підключеної напруги
- 32Регулювання частоти обертання порушенням симетрії напруги
- 33Регулювання частоти обертання зміною активного опору обмотки
- 34Регулювання частоти обертання порушенням симетрії напруги
- 35Регулювання частоти обертання зміною активного опору обмотки
- 36Регулювання частоти обертання зміною частоти струму в статорі
- 37Основи теорії однофазних АД
- 38 Пуск однофазного АД
- 39Види однофазних АД
- 40 Принцип дії асинхронного перетворювача частоти
- 41Вибір перетворювача частоти
- 63 Серія трифазних асинхронних двигунів 4А
- 64 Серія трифазних асинхронних двигунів АН2
- 65 Високовольтні АД серії АН2
- 66 Високовольтні АД серії АН32 та АТД2
- 67 Конструкція та принцип дії СМ
- 68 Збудження синхронних машин
- 69 Явнополюсна СМ
- 70 Неявнополюсна СМ
- 71 Магнітне поле СМ в режимі холостого ходу
- 72 Розрахунок магнітних напруг на ділянках магнітного кола
- 73 Реакція якоря СМ при активному навантаженні
- 74 Реакція якоря СМ при індуктивному та ємнісному навантаженні
- 75 Реакція якоря СМ при змішаному навантаженні
- 76 Характеристика холостого ходу синхронного генератора
- 77 Характеристика короткого замикання
- 78 Зовнішня характеристика
- 79 Регульовальна характеристика
- 80 Ввімкнення генератора на паралельну роботу способом точної синхронізації
- 81 Ввімкнення генератора на паралельну роботу способом самосинхронізації
- 82 Ввімкнення генератора на паралельну роботу способом навантаження генератора, включеного на паралельну роботу
- 83 Кутові характеристики синхронного генератора
- 84 Фізична суть коливань синхронних машин
- 85 Коливання синхронної машини

86. Основні види приводу, що застосовуються при автоматизації сучасних технологічних машин (процесів).
87. Головна керована координата (змінна) автоматизованого електроприводу.
88. Основні елементи, їх підпорядкованість, зв'язки між елементами, призначення окремих сигналів у сучасних автоматизованих електроприводах.
89. Принцип побудови замкнених систем електроприводу.
90. Загальні відомості про схеми керування електроприводом.
91. Енергетика електроприводу.
92. Теоретичні основи механіки електроприводу.

ДОДАТОК А

18. ЗАВДАННЯ (ТЕСТИ) ДЛЯ САМОКОНТРОЛЮ ЗНАНЬ

Запитання 1 Електричною схемою називають



Варіанти відповідей

1. документ, на якому показані у вигляді умовних зображень і позначень складові частини виробу і зв'язки між ними.
2. складова частина схеми, яка виконує визначену функцію у виробі і не може бути розділена на частини, що мають самостійне функціональне значення (резистори, конденсатори та ін.).
3. відрізок, який показує наявність зв'язку між елементами схеми.

Запитання 2 Поясніть, якою схемою з'єднання обмотки статора відповідає вказане включення:

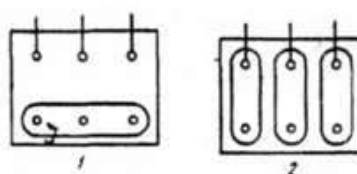


Схема 1 Схема 2

варіанти відповідей

1. - зіркою; 2. - трикутником

Запитання 3 Поясніть, яка з схем відповідає:

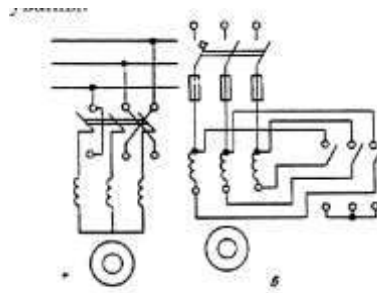


Схема 1 Схема 2

варіанти відповідей

1. перемикання обмотки статора із зірки на трикутник, використовується для полегшення пуску;
2. перемикання фаз для зміни напрямку обертання поля статора, для реверсування.

Запитання 4 Визначте, яка з схем відповідає:

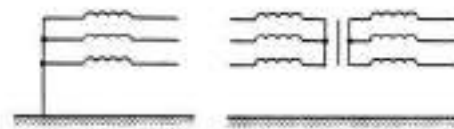
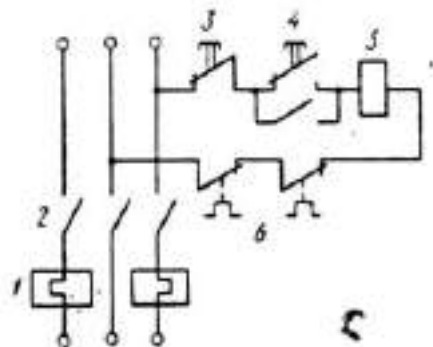


Схема 1 Схема 2

варіанти відповідей

1. трифазної мережі з ізольованою нейтраллю;
2. трифазної мережі з глухо заземленою нейтраллю

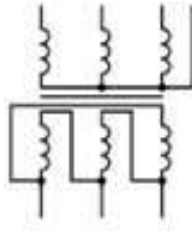
Запитання 5 Вкажіть основні елементи нереверсивного магнітного пускача по принциповій електричній схемі



Варіанти відповідей

1. реле теплове, 2. контакти головні, 3. кнопка зупинки, 4. кнопка пускова, 5. котушка контактора, 6. контакти теплового реле

Запитання 6 Вкажіть найменування умовного графічного позначення елементу електричної мережі



варіанти відповідей

1. Трансформатор трифазний; з'єднання обмоток зірка - зірка з виведеною нейтральною (середньої) точкою.

2. Трансформатор трифазний; з'єднання обмоток зірка з виведеною нейтральною (середньої) точкою - трикутник

Запитання 7 Визначте способи з'єднання висновків обмоток трифазного змінного струму. Який рисунок відповідає схемі....

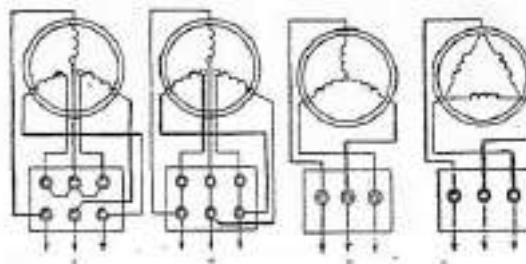


схема 1 схема 2 схема 3 схема 4

1. синхронної або асинхронної машини з трьома висновками

(Обмотки з'єднані в трикутник);

2. синхронної або асинхронної машини з шістьма висновками

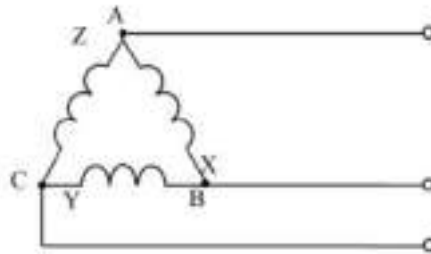
(Обмотки з'єднані в зірку);

3. синхронної або асинхронної машини з трьома висновками

(Обмотки з'єднані в зірку);

4.синхронної або асинхронної машини з шістьма висновками
(Обмотки з'єднані в трикутник).

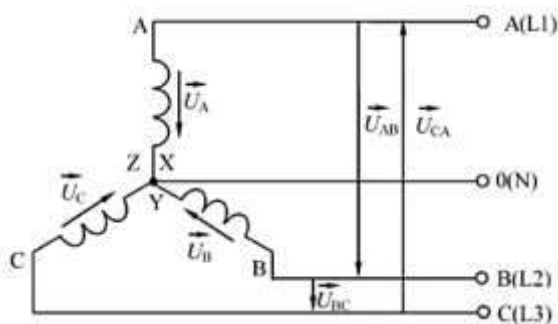
Запитання 8 Який вид з'єднання обмоток генератора позначенона рисунку



варіанти відповідей

- 1.З'єднання обмоток генератора "трикутником"
- 2.З'єднання обмоток генератора "зіркою"

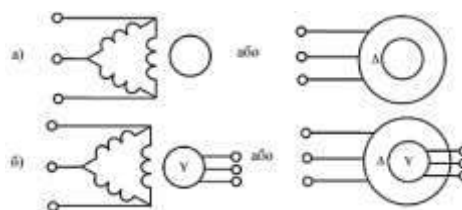
Запитання 9Який вид з'єднання обмоток генератора позначенона рисунку



Варіанти відповідей

- 1.З'єднання обмоток генератора "зіркою"
- 2.З'єднання обмоток генератора "трикутником"

Запитання 10 Які умовні позначення трифазних асинхронних двигунів на електричних схемах подано на рисунку...



Варіанти відповідей

1. а – з короткозамкненим ротором, б – з фазним ротором

2.а – з фазним ротором, б – з короткозамкненим ротором

Зразок оформлення титульного листа самостійної роботи

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
СУМСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ АГРАРНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ІНЖЕНЕРНО-ТЕХНОЛОГІЧНИЙ ФАКУЛЬТЕТ
Кафедра енергетики та електротехнічних систем**

САМОСТІЙНА РОБОТА

з дисципліни

“ Електричні машини”

на тему: “Магнітні та електричні втрати АД”

Допуск до виконання _____

Допуск до захисту _____

Захист _____

Виконав студент групи: ЕТЕС 2101 _____ Микола НАЛИВАЙКО

(підпис)

(імя, прізвище)

Керівник:

_____ **Ольга РЯСНА**

(підпис)

(імя, прізвище)

2025

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

Основні джерела

1. Яцун М.А. Електричні машини: підручник. Львів, 2011. - 464 с.
2. Загірняк М.В. Електричні машини: підручник/М.В. Загірняк, Б.І. Невзлін. – 2-ге вид., переробл. і доповн. – К.: Знання, 2009. – 399 с.
3. Белікова Л.Я., Шевченко В.П. Електричні машини: Навчальний посібник. – Одеса: Наука і техніка, 2012. – 480 с.
4. Яцун Я.А. Електричні машини: Підручник. – Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2011. – 464 с.
5. Проектування електричних машин: Навч. посібник/ Д.В. Ципленков, Ю.В. Куваєв, О.Б. Іванов, І.А. Кириллов. За ред. Ф.П. Шкрабця. – Д: Національний гірничий університет, 2008. – 325 с.
6. Осташевський М. О., Юр'єва О. Ю. Електричні машини і трансформатори: навч. посіб. / за ред. В. І. Мілих. Київ: Каравела, 2018. - 452 с.

Методичне забезпечення

7. Електричні машини /Конспект лекцій (частина 1) для студентів 3 курсу денної і заочної форм навчання, напрям підготовки 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» /Суми, 2021. - 121 с.
8. Методичні вказівки до виконання практичних занять з дисципліни "Електричні машини" для студентів 3 курсу бакалавр, спеціальність 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка», денна та заочна ФН / Суми, 2023. - 43 с.
9. Електричні машини / Методичні вказівки щодо виконання лабораторно-практичних робіт (частина 1) для студентів 3 курсу денної і заочної форм навчання, напрям підготовки 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» /Суми, 2019. - 98 с.
10. Електричні машини / Методичні вказівки щодо виконання самостійної роботи (частина 1) для студентів 3 курсу денної і заочної форм навчання, напрям підготовки 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» /Суми, 2018. - 121 с.

Додаткові джерела.

11. Півняк Г.Г., Довгань В.П., Шкрабець Ф.П. Електричні машини: Навчальний посібник. – Дніпропетровськ: Національний гірничий університет, 2003. – 327 с.
12. Ivanov, O.B., Shkrabets, F.P., Zawilak, Jan. (2011)."Electrical generators driven by renewable energy systems", Wroclaw University of Technology, Wroclaw – 169 p.
13. Проектування електричних машин: навч. посіб. / Д. В. Ципленков, О. Б. Іванов, О. В. Бобров, В. В. Кузнецов, В. В. Артемчук, М. О. Баб'як; нац. техн. ун-т «Дніпровська політехніка». Дніпро: НТУ «ДП», 2020. - 408 с. Калиниченко С.П., Карпенко Н.П. Машини постійного струму: Конспект лекцій. – Х.: УкрДАЗТ, 2012. – Ч.1. – 69 с.
14. Карпенко Н.П., Нерубацький В.П. Методичні вказівки «Розрахунок трифазного силового масляного трансформатора» до виконання курсової роботи з дисципліни «Електричні машини». – Х.: УкрДУЗТ, 2014. – 50 с.
15. Карпенко Н.П., Нерубацький В.П. Методичні вказівки до виконання контрольної роботи з дисципліни «Електричні машини». – Х.: УкрДУЗТ, 2015. – 16 с.

Інформаційні ресурси.

16. Електронний репозитарій СНАУ – Режим доступу: <https://repo.snau.edu.ua/>.
18. <http://elibrary.nubip.edu.ua> - електронна наукова бібліотека НУБіПУ України.

19. <http://energ.nauu.kiev.ua/> - навчально-інформаційний портал ННІ енергетики і автоматики
20. <http://www.nbuv.gov.ua/> - національна бібліотека України імені В.І. Вернадського, Київ.

Чепіжний Андрій Володимирович
Юрченко Олександр Юрійович
Рясна Ольга Василівна
Тесленко Олена Володимирівна

ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ

Частина 2 – Машини змінного струму. Механіка та енергетика електроприводу.

**Методичні вказівки
щодо виконання самостійної роботи**

Суми, РВВ, Сумський національний аграрний університет, вул.Г.Кондратьєва,160

Підписано до друку: січень, 2025 р. Формат А5: ГарнітураTimesNewRoman

Тираж: 100примірників Замовлення_____ Ум. друк. арк.3,6
