

Л. Я. Белікова
В. П. Шевченко

ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ

Навчальний посібник
для студентів вищих навчальних закладів

*Рекомендовано Міністерством освіти і науки,
молоді та спорту України для студентів
вищих навчальних закладів*

Одеса
Наука і техніка
2012

УДК 621.313(075)
ББК 31.261я7
Б 43

Рецензенти: **Живиця В.І.**, д-р техн. наук, проф.
Ставинський А. А., д-р техн. наук, проф.
Радимов І. М., канд. техн. наук, доц.

*Рекомендовано Міністерством освіти і науки, молоді та спорту України
як навчальний посібник для студентів вищих навчальних закладів
(лист № 1/11-5568 від 04.07.2011 р.)*

Белікова Л. Я.

Б 43 Електричні машини: навч. посіб. для студ. вищ. навч. закладів /Л. Я. Белікова,
В. П. Шевченко. – О.: Наука і техніка, 2012.– 480 с.
ISBN 978-966-1552-11-0

У навчальному посібнику розглядаються загальні питання електричних машин та трансформаторів, теорія, принцип дії, устрій та аналіз режимів роботи електромеханічних та електромагнітних пристроїв як загального, так і спеціального призначення.

Особлива увага приділена фізичній сутності робочих процесів, наведені основні співвідношення величин, що характеризують ці процеси.

Навчальний посібник призначений для студентів електротехнічних спеціальностей.

УДК 621.313(075)
ББК 31.261я7

ISBN 978-966-1552-11-0

© Наука і техніка, 2012

ЗМІСТ

ВСТУП	11
1. ВСТУП ДО ЕЛЕКТРОМЕХАНІКИ	12
1.1. Основні визначення, класифікація електричних машин	12
1.2. Основні закони електромеханіки	12
Частина 1. МАШИНИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ	
2. УСТРІЙ МАШИНИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ	18
2.1. Елементи конструкції машин постійного струму	10
2.2. Призначення колектора	22
3. ОБМОТКИ ЯКОРЯ	24
3.1. Вимоги до обмоток	24
3.2. Елементи обмотки якоря	24
3.3. Петльові обмотки якоря	28
3.4. Хвильові обмотки якоря	35
3.5. Комбіновані обмотки	40
3.6. Вибір типу обмотки якоря	41
4. ЕЛЕКТРОРУШІЙНА СИЛА ТА ЕЛЕКТРОМАГНІТНИЙ МОМЕНТ	41
4.1. Електрорушійна сила обмотки якоря	41
4.2. Електромагнітний момент машини постійного струму	43
5. МАГНІТНЕ КОЛО	43
5.1. Загальні відомості	45
5.2. Повітряний зазор	45
5.3. Зубці якоря	46
5.4. Спинка якоря	48
5.5. Головні полюси	48
5.6. Станина	48
5.7. Характеристика намагнічування машини постійного струму	49

6. МАГНІТНЕ ПОЛЕ	50
6.1. Магнітне поле при неробочому ході	50
6.2. Магнітне поле якоря	51
6.3. Магнітне поле при навантаженні	52
6.4. Кількісне врахування поперечної реакції якоря	54
6.5. Поле якоря при зсуві щіток	55
6.6. Поліпшення форми кривої розподілу магнітного поля	56
7. КОМУТАЦІЯ МАШИН ПОСТІЙНОГО СТРУМУ	57
7.1. Загальні положення	57
7.2. Основне рівняння комутації	58
7.3. Прямолінійна комутація	60
7.4. Уповільнена комутація	61
7.5. Прискорена комутація	62
7.6. Класи комутації	62
8. СПОСОБИ ПОЛІПШЕННЯ КОМУТАЦІЇ	63
8.1. Електрорушійні сили короткозамкненої секції обмотки якоря ..	63
8.2. Способи поліпшення комутації	64
8.3. Установка щіток на нейтраль	67
8.4. Експериментальна перевірка та настроювання комутації	68
9. ГЕНЕРАТОРИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ	69
9.1. Загальні відомості	69
9.2. Характеристики генераторів	71
10. ДВИГУНИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ	82
10.1. Загальні положення	82
10.2. Двигуни паралельного збудження	84
10.3. Двигуни послідовного збудження	88
10.4. Двигуни змішаного збудження	90
10.5. Умова стійкої роботи	92
10.6. Гальмові режими роботи	92
11. МАТЕРІАЛ ДЛЯ САМОСТІЙНОЇ РОБОТИ	96
Запитання для самоперевірки	96
Типові задачі по машинах постійного струму	98

Частина 2. ТРАНСФОРМАТОРИ

12. КЛАСИФІКАЦІЯ ТА КОНСТРУКЦІЯ ТРАНСФОРМАТОРІВ	105
12.1. Основні визначення та класифікація трансформаторів.	105
12.2. Конструкція магнітної системи	107
12.3. Конструкція обмоток	110
12.4. Ізоляція силових трансформаторів	114
12.5. Вводи трансформаторів	115
12.6. Охолодження трансформаторів	116
13. НЕРОБОЧИЙ ХІД ТРАНСФОРМАТОРА	121
13.1. Рівняння напруги трансформатора	121
13.2. Форма намагнічуючого струму неробочого ходу однофазного трансформатора	125
14. РОБОТА ТРАНСФОРМАТОРА ПРИ НАВАНТАЖЕННІ	127
14.1. Рівняння магніторухливих сил і струмів	127
14.2. Приведення вторинної обмотки трансформатора	129
14.3. Векторні діаграми трансформатора	130
15. СХЕМА ЗАМІЩЕННЯ ТРАНСФОРМАТОРА	133
15.1. Схема заміщення	133
15.2. Дослід неробочого ходу	135
15.3. Дослід короткого замикання	137
16. ЗМІНА ВТОРИННОЇ НАПРУГИ	142
16.1. Спрощена векторна діаграма трансформатора	142
16.2. Зміна вторинної напруги	143
16.3. Зовнішні характеристики трансформатора	145
16.4. Втрати і ККД трансформатора	146
16.5. Регулювання напруги трансформатора	150
17. ТРИФАЗНІ ТРАНСФОРМАТОРИ	152
17.1. Схеми з'єднання трансформаторів	152
17.2. Групи з'єднання трансформаторів	154
17.3. Особливості неробочого ходу трифазних трансформаторів	160
18. ПАРАЛЕЛЬНА РОБОТА ТРАНСФОРМАТОРІВ	165
18.1. Умови паралельної роботи	165
18.2. Паралельна робота трансформаторів з неоднаковими коефіцієнтами трансформації	166

18.3. Паралельна робота трансформаторів із різними групами з'єднання.	171
18.4. Паралельна робота трансформаторів із різними напругами короткого замикання	172
19. ПЕРЕХІДНІ ПРОЦЕСИ У ТРАНСФОРМАТОРАХ	176
19.1. Вмикання однофазного трансформатора на неробочому ході	176
19.2. Раптове коротке замикання на виводах вторинної обмотки. . .	180
19.3. Перенапруга в трансформаторах.	183
20. СПЕЦІАЛЬНІ ТРАНСФОРМАТОРИ	188
20.1. Триобмоткові трансформатори	188
20.2. Автотрансформатори	191
21. НЕСИМЕТРИЧНЕ НАВАНТАЖЕННЯ ТРАНСФОРМАТОРІВ	196
21.1. Загальні положення	196
21.2. Трансформація струмів в обмотках трансформатора	198
21.3. Однофазне КЗ при схемі з'єднання обмоток Y/Y_0	200
21.4. Однофазне КЗ при схемі з'єднання обмоток Δ/Y_0	204
21.5. Двофазне КЗ при схемі з'єднання обмоток Y/Y	205
21.6. Двофазне КЗ при схемі з'єднання обмоток Δ/Y	206
21.7. Двофазне КЗ на нуль при схемі з'єднання обмоток Y/Y	207
22. МАТЕРІАЛ ДЛЯ САМОСТІЙНОЇ РОБОТИ	209
Запитання для самоперевірки	209
Типові задачі по трансформаторах	211

Частина 3. ЗАГАЛЬНІ ПИТАННЯ МАШИН ЗМІННОГО СТРУМУ

23. СПОСОБИ СТВОРЕННЯ ОБЕРТОВОГО МАГНІТНОГО ПОЛЯ ..	215
23.1. Створення обертового магнітного поля за допомогою обмотки статора	215
23.2. Створення обертового магнітного поля за допомогою індуктора.	218
Запитання для самоперевірки	219

24. ЕЛЕКТРОРУШІЙНА СИЛА В ОБМОТКАХ МАШИН	
ЗМІННОГО СТРУМУ	220
24.1. Електрорушійна сила провідника	220
24.2. Електрорушійна сила провідника при скосі пазів.	223
24.3. Електрорушійна сила витка та котушки	224
24.4. Електрорушійна сила котушкової групи	225
24.5. Електрорушійна сила фази обмотки.	227
24.6. Поліпшення форми кривої електрорушійна сила	227
Запитання для самоперевірки	219
25. ОБМОТКИ МАШИН ЗМІННОГО СТРУМУ	233
25.1. Основні елементи та позначення обмоток.	233
25.2. Формування обмоток за допомогою числових рядів.	235
25.3. Одношарові обмотки	240
25.4. Двошарові обмотки	247
25.5. Одно-двошарові обмотки	256
25.6. Двофазні обмотки	257
Запитання для самоперевірки	260
26. МАГНІТОРУШІЙНА СИЛА ОБМОТОК МАШИН	
ЗМІННОГО СТРУМУ	260
26.1. Магніторушійна сила котушки з повним кроком	261
26.2. Магніторушійна сила котушки зі скороченим кроком	264
26.3. Магніторушійна сила котушкової групи та фази обмотки	265
26.4. Магніторушійна сила трифазної обмотки статора.	267
26.5. Магніторушійна сила двофазної обмотки	271
26.6. Побудова кривої розподілу магніторушійної сили	272
26.7. Кругове, еліптичне та пульсуюче магнітні поля	273
Запитання для самоперевірки	275
Частина 4. АСИНХРОННІ МАШИНИ	
27. КОНСТРУКЦІЯ ТА ПРИНЦИП ДІЇ АСИНХРОННОЇ МАШИНИ .	277
27.1. Загальні положення	277
27.2. Конструкція асинхронної машини	278
27.3. Режим роботи двигуна.	282
27.4. Режим роботи електромагнітного гальма.	285
27.5. Режим роботи генератора	286

28. ОСНОВНІ РІВНЯННЯ, СХЕМА ЗАМІЩЕННЯ АСИНХРОННОЇ МАШИНИ.	288
28.1. Рівняння електричної рівноваги	288
28.2. Рівняння магніторушійних сил та струмів	289
28.3. Заміна ротора, що обертається, нерухомим	290
28.4. Приведення параметрів обмотки ротора.	292
28.5. Схеми заміщення асинхронної машини	294
28.6. Векторна діаграма асинхронного двигуна	296
28.7. Енергетичні діаграми асинхронної машини	297
29. ЕЛЕКТРОМАГНІТНИЙ МОМЕНТ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА	300
29.1. Формули електромагнітного моменту	301
29.2. Механічна характеристика	301
29.3. Умови стійкої роботи асинхронного двигуна.	305
29.4. Вплив напруги мережі, активних та індуктивних опорів на залежність	308
30. СПОСОБИ ПУСКУ ТРИФАЗНИХ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ	311
30.1. Основні характеристики пуску	311
30.2. Способи пуску асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором	312
30.3. Пуск асинхронних двигунів з фазним ротором.	317
30.4. АД з поліпшеними пусковими властивостями	319
30.5. Вплив моментів від вищих гармонік магнітного поля на пускові властивості АД	324
31. ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ ТА ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ	328
31.1. Дослід неробочого ходу	328
31.2. Дослід короткого замикання	331
31.3. Робочі характеристики синхронних двигунів	334
31.4. Робочі характеристики асинхронних двигунів при зниженій напрузі	337
32. СПОСОБИ РЕГУЛЮВАННЯ ЧАСТОТИ ОБЕРТАННЯ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ	340
32.1. Зміна частоти напруги живлення.	340
32.2. Зміна величини напруги	343
32.3. Подача асиметричної напруги.	344
32.4. Зміна активного опору кола ротора.	345

32.5. Введення в коло ротора електрорушійної сили частоти ковзання	345
32.6. Зміна числа полюсів обмотки статора	347
33. ОДНОФАЗНІ ТА ДВОФАЗНІ АСИНХРОННІ ДВИГУНИ	352
33.1. Будова та принцип дії однофазних двигунів.	352
33.2. Однофазний двигун з пусковою обмоткою	354
33.3. Конденсаторний асинхронний двигун	357
33.4. Робота трифазного двигуна від однофазної мережі	361
34. ОСОБЛИВІ РЕЖИМИ РОБОТИ АСИНХРОННОЇ МАШИНИ	363
34.1. Асинхронний генератор	363
34.2. Робота АМ у режимі електромагнітного гальма	368
35. МАТЕРІАЛ ДЛЯ САМОСТІЙНОЇ РОБОТИ	371
Запитання для самоперевірки	371
Типові задачі по асинхронних машинах	373

Частина 5. СИНХРОННІ МАШИНИ

36. РЕЖИМИ РОБОТИ СИНХРОННОЇ МАШИНИ	381
37. ТИПИ СИНХРОННИХ МАШИН ТА ЇХ БУДОВА	386
37.1. Явнополюсні синхронні машини	386
37.2. Неявнополюсні синхронні машини	389
37.3. Збудження синхронних машин	391
38. МАГНІТНЕ ПОЛЕ СИНХРОННОЇ МАШИНИ	392
38.1. Магнітне поле збудження	392
38.2. Магнітне поле якоря	394
38.3. Реакція якоря.	396
38.4. Приведення магніторушійної сили якоря	340
38.5. Індуктивні опори реакції якоря.	401
39. ВЕКТОРНІ ДІАГРАМИ СИНХРОННИХ ГЕНЕРАТОРІВ	403
39.1. Рівняння напруги.	403
39.2. Спрощена векторна діаграма	405
39.3. Векторна діаграма Потье	406
39.4. Векторна діаграма Blondеля	407
39.5. Видозмінена векторна діаграма СГ	411

40. ХАРАКТЕРИСТИКИ СГ ПРИ РОБОТІ НА АВТОНОМНЕ НАВАНТАЖЕННЯ	412
40.1. Характеристика неробочого ходу	412
40.2. Характеристика короткого замикання	414
40.3. Дослідне визначення опору	415
40.4. Відношення короткого замикання	416
40.5. Навантажувальна характеристика	418
40.6. Дослідне визначення індуктивного опору розсіяння	419
40.7. Зовнішні характеристики	422
40.8. Регульовальні характеристики	423
40.9. Енергетична діаграма синхронного генератора	423
41. ПАРАЛЕЛЬНА РОБОТА СИНХРОННИХ ГЕНЕРАТОРІВ ІЗ МЕРЕЖЕЮ	426
41.1. Умови вмикання генераторів на паралельну роботу	426
41.2. Спосіб точної синхронізації	427
41.3. Спосіб самосинхронізації	429
41.4. Зміна реактивної й активної потужності при паралельній роботі	429
41.5. Кутові характеристики	432
41.6. Синхронізуюча здатність синхронних машин	436
41.7. V- подібні характеристики	437
41.8. Коливання синхронних генераторів	440
42. СИНХРОННІ ДВИГУНИ	442
42.1. Робота синхронної машини двигуном	442
42.2. Векторні діаграми неявнополюсного синхронного двигуна ..	443
42.3. Векторні діаграми явнополюсного синхронного двигуна	445
42.4. Кутові характеристики	449
42.5. V-подібні характеристики	451
42.6. Робочі характеристики	453
42.7. Способи пуску синхронних двигунів	454
42.8. Синхронний компенсатор	458
43. МАТЕРІАЛ ДЛЯ САМОСТІЙНОЇ РОБОТИ	462
Запитання для самоперевірки	462
Типові задачі по синхронних машинах	463
СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ	473
ПЕРЕЛІК ПРИЙНЯТИХ СКОРОЧЕНЬ	474
АЛФАВІТНИЙ ПОКАЖЧИК	475

ВСТУП

У сучасній техніці постає потреба перетворення механічної енергії в енергію електричного струму та електричної енергії в механічну, електричної енергії одного роду струму в енергію іншого роду струму. Всі ці перетворення здійснюються за допомогою електричних машин.

Окреме значення мають електричні машини потужністю до 600 Вт (мікромашини), що застосовуються у різних галузях: засобах обчислювальної техніки та автоматизованого керування; робототехніці, обладнанні літальних апаратів; побутовій техніці, включаючи радіотехнічні прилади, холодильники, пральні машини, електрифікований інструмент, дитячі іграшки і т. ін.

Нинішнім часом створені гідрогенератори потужністю 800 та 1200 МВ·А, трансформатори потужністю 1000 МВ·А. Передача електричної енергії здійснюється при напрузі до 1150 кВ змінного струму.

Дисципліна «Електричні машини» є базовою при підготовці бакалаврів електромеханіків та електротехніків, спеціалістів з проектування та експлуатації електричних машин та електрообладнання електротранспорту, розробки систем керування електромеханічними перетворювачами енергії та систем електропостачання.

При вивченні дисципліни «Електричні машини» вирішуються такі задачі:

- вивчення основних законів електромеханіки;
- ознайомлення з класифікацією електричних машин;
- ознайомлення з конструкцією та принципом дії електричних машин та трансформаторів;
- придбання навичок використання методів аналізу електричних машин і трансформаторів;
- виконання аналізу основних співвідношень, що характеризують робочі процеси у електромеханічних перетворювачах;
- придбання навичок експериментального дослідження електричних машин і трансформаторів;
- виконання розрахунків конструктивних елементів магнітного кола та основних характеристик електричних машин і трансформаторів.

1. ВСТУП ДО ЕЛЕКТРОМЕХАНІКИ

1.1. Основні визначення, класифікація електричних машин

Передумовами для створення електричних машин (ЕМ) стали: відкриття Ерстедом у 1820 р. явища електромагнетизму (вплив струму, що протікає по провіднику на магнітну стрілку); відкриття Фарадеєм у 1822 р. електромагнітного обертання – провідник зі струмом прагне обертатися навколо магнітного полюса; відкриття Фарадеєм у 1831 р. явища електромагнітної індукції.

Не менш важливими є роботи ректора Петербурзького університету Е. Л. Ленца, що відкрив у 1833 р. зв'язок між напрямками струмів та їхнім електромагнітним та електродинамічним впливом. Їм сформульовані принципи зворотності ЕМ та закон теплової дії струму. У наступні роки роботи Ленца зв'язані з роботами російського академіка Б. С. Якобі – винахідника першого електродвигуна з обертальним рухом (1834 р.).

Першу практичну установку змінного струму створив П. Н. Яблочков у 1878 р. Його генератор став прототипом сучасних синхронних машин. Їм же створений перший у світі трансформатор (1876 р.) І все ж перевага віддавалася постійному струму, тому що не існувало достатньо досконалого двигуна змінного струму.

Остаточна перевага змінного струму встановилася після розробки М. О. Доливо-Добровольським (1889 р.) обладнання для трифазного струму – трансформатора, генератора та, нарешті, самого простого у конструктивному відношенні та надійного в експлуатації трифазного асинхронного двигуна із короткозамкненим ротором.

Електрична енергія на шляху від генератора до споживача трансформується мінімум 3–4 рази, таким чином питома вага трансформаторного обладнання у електроенергетиці досить велика.

Удосконалення ЕМ велось із збереженням двох основних тенденцій – зниження витрат матеріалів на одиницю потужності та підвищення надійності ЕМ.

На рис. 1.1 наведена класифікація ЕМ за родом струму та конструктивним виконанням.

1.2. Основні закони електромеханіки

Основу роботи будь-якої ЕМ складають три закони електродинаміки:

- закон електромагнітної індукції;
- закон електромагнітних сил;
- закон повного струму.

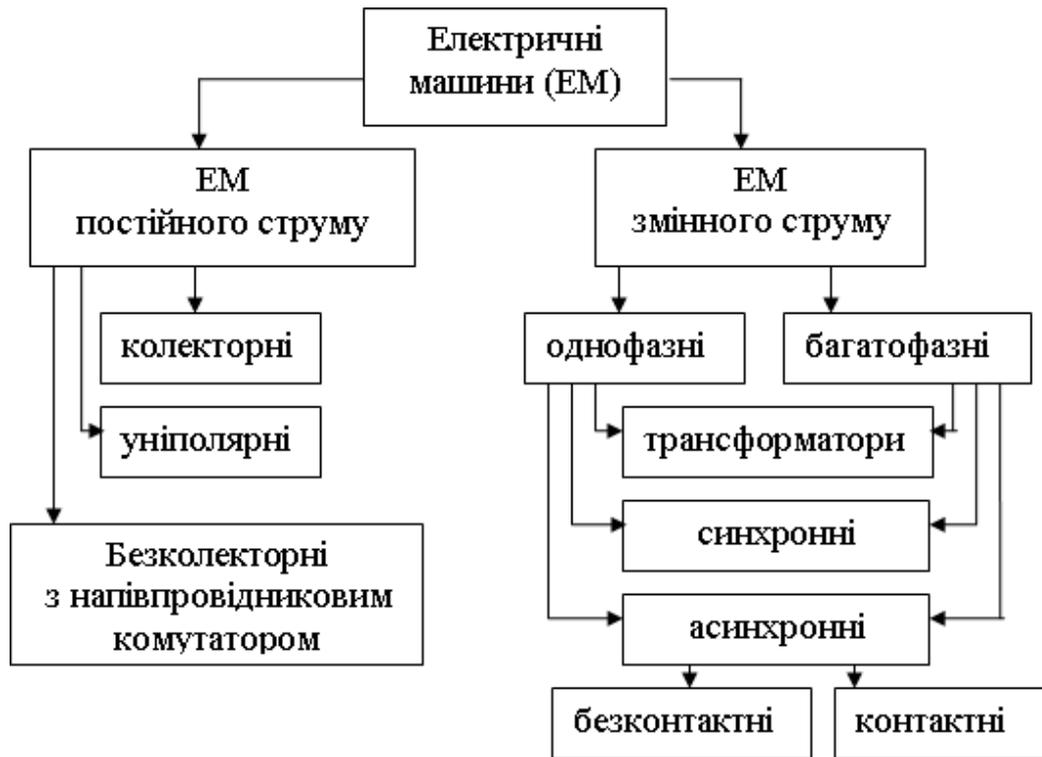


Рис. 1.1. Класифікація ЕМ за родом струму та конструктивним виконанням

1.2.1. Закон електромагнітної індукції

Закон Фарадея визначає процес наведення електрорушійної сили (ЕРС) в обмотках ЕМ. Згідно з цим законом при всякій зміні зчепленого з контуром провідника магнітного потоку у провіднику наводиться ЕРС. Отже будь-яка ЕМ повинна складатися з двох частин: одна з них служить для витвору електромагнітного поля та друга – система провідників, у яких наводиться ЕРС. Напрямок індукованої ЕРС завжди такий, що вона прагне створити у контурі струм, протидіючий зміні зчепленого з контуром магнітного потоку.

Напрямок індукованої ЕРС визначається за правилом правої руки (рис. 1.2), згідно з яким, якщо розмістити праву руку так, щоб магнітні силові лінії входили у долонь, відігнутий великий палець сумістити із напрямком переміщення провідника відносно магнітного поля, то чотири пальця покажуть напрямку індукованої у провіднику ЕРС.

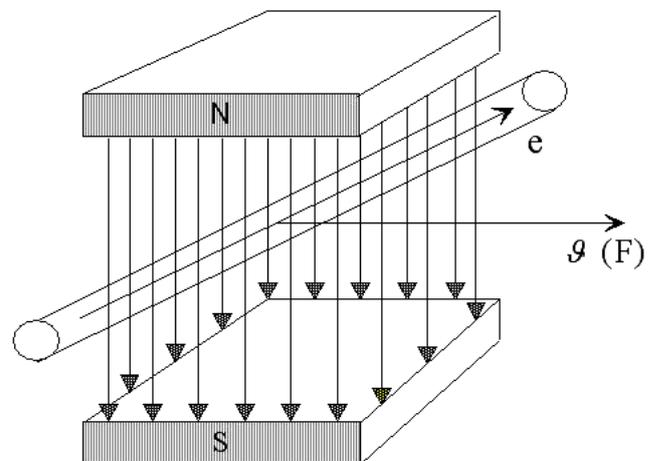


Рис. 1.2

Величина ЕРС, індукованої у провіднику, дорівнює першій похідній числа поточкозчеплення з контуром провідника, тобто

$$E = -\frac{\partial \Psi}{\partial t}. \quad (1.1)$$

Потокозчеплення (Ψ) контуру є функцією двох змінних: простору (x) та часу (t), тобто $\Psi = f(x, t)$, тоді

$$\partial \Psi = \frac{\partial \Psi}{\partial t} dt + \frac{\partial \Psi}{\partial x} dx, \quad \frac{d \Psi}{dt} = \frac{\partial \Psi}{\partial t} + \frac{\partial \Psi}{\partial x} \cdot \frac{dx}{dt}, \quad (1.2)$$

де $\frac{dx}{dt} = \mathfrak{V}_a$ – швидкість переміщення контуру у магнітному полі.

$$e = -\frac{\partial \Psi}{\partial t} = \left[-\frac{\partial \Psi}{\partial t} \right] + \left[-\frac{\partial \Psi}{\partial x} \mathfrak{V}_a \right], \quad (1.3)$$

звідки видно, що індукована ЕРС може виникати як у непорушному замкнутому контурі при зміні в часі ($-\frac{\partial \Psi}{\partial t}$) зчепленого з ним магнітного потоку (називається трансформаторною ЕРС), так і при переміщенні контуру у магнітному полі ($-\frac{\partial \Psi}{\partial x} \cdot \mathfrak{V}_a$), постійному в часі (називається ЕРС обертання). У трансформаторах зустрічається виключно трансформаторна ЕРС, у ЕМ – головним чином ЕРС обертання (у деяких випадках і ЕРС трансформації).

Будемо переміщати провідник між двома полюсами. Для цього прикладемо зовнішню силу F . Напрямок ЕРС, що наводиться у провіднику, визначиться за правилом правої руки, а її величина дорівнює

$$e_{\text{пр}} = B_x \cdot l_{\text{пр}} \cdot \mathfrak{V}_{\text{пр}}, \quad (1.4)$$

де B_x – індукція у точці простору, в якій розміщений провідник; $l_{\text{пр}}$ – активна довжина провідника; $\mathfrak{V}_{\text{пр}}$ – швидкість переміщення провідника.

1.2.2. Закон електромагнітних сил

Замкнемо провідник на деякий опір ($R_{\text{н}}$). По ньому потече струм, співпадаючий за напрямком із індукованою ЕРС (рис. 1.3).

В результаті взаємодії струму у провіднику та магнітного поля виникне електромагнітна сила

$$F_{\text{ем}} = B_x \cdot i \cdot l_{\text{пр}}. \quad (1.5)$$

Її напрямок можна визначити за правилом лівої руки (рис. 1.3), згідно з яким, якщо розмістити ліву руку так, щоб магнітні силові лінії входили у долонь, а чотири пальця сумістити із напрямком струму у провіднику, то відігнутий під дев'яносто градусів великий палець покаже напрямок дії електромагнітної сили ($F_{\text{ем}}$).

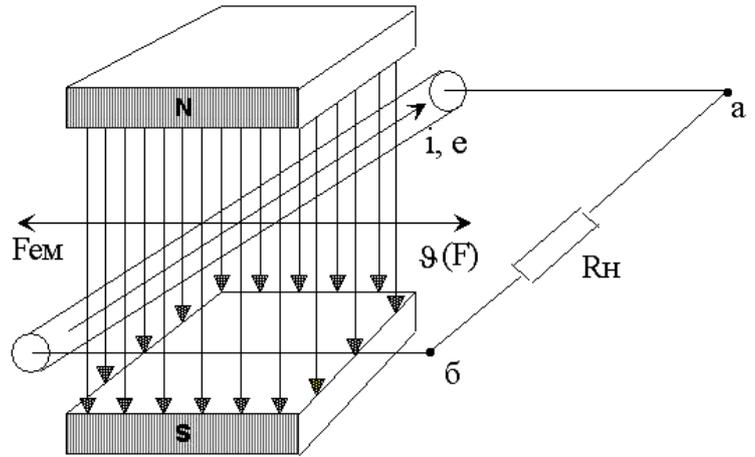


Рис. 1.3

1.2.3. Принцип оборотності ЕМ

При рівномірному русі, тобто при $\vartheta = \text{const}$, зовнішня сила (F) врівноважується електромагнітною силою ($F_{\text{ем}}$), таким чином $F = F_{\text{ем}}$.

З урахуванням (1.4) випливає, що

$$F \cdot \vartheta = F_{\text{ем}} \cdot \vartheta = i \cdot B_x \cdot l_{\text{пр}} \cdot \vartheta = e \cdot i, \quad (1.6)$$

звідки видно, що механічна потужність ($F\vartheta$) перетворюється у електромагнітну ($e \cdot i$).

Скористуємося другим законом Кірхгофа для замкнутого контуру та отримаємо рівняння електричної рівноваги для генератора $e = u + i \cdot r$, або $u = e - i \cdot r$. Якщо позначити через R_a – опір обмотки ЕМ, I_a – струм якоря, E_a – ЕРС обмотки якоря, U – напругу на затисках ЕМ, то дістаємо рівняння електричної рівноваги генератора у вигляді

$$U = E - I_a \cdot R_a. \quad (1.7)$$

Помноживши обидві частини рівняння (1.7) на струм якоря I_a , дістаємо

$$U \cdot I_a = E \cdot I_a - I_a^2 \cdot R_a, \quad (1.8)$$

де $U \cdot I_a$ – потужність, що одержує споживач;

$E \cdot I_a$ – електромагнітна потужність ($P_{\text{ем}}$);

$I_a^2 \cdot R_a$ – втрати у обмотці якоря генератора.

Таким чином, для ЕМ у режимі генератора отримуємо рівняння

$$F \cdot \mathfrak{Q} = E \cdot I_a = U \cdot I_a + I_a^2 \cdot R_a, \quad (1.9)$$

тобто механічна потужність ($P_{\text{мех}} = F \cdot \mathfrak{Q}$) перетворюється у електромагнітну ($P_{\text{ем}} = E \cdot I_a$). При цьому:

- потужність, що одержує споживач ($U \cdot I_a$), менше від цієї потужності на величину втрат у генераторі ($I_a^2 \cdot R_a$);
- при роботі генератора у якорі протікає струм, виникають електромагнітні сили, що виявляють гальмуючу дію.

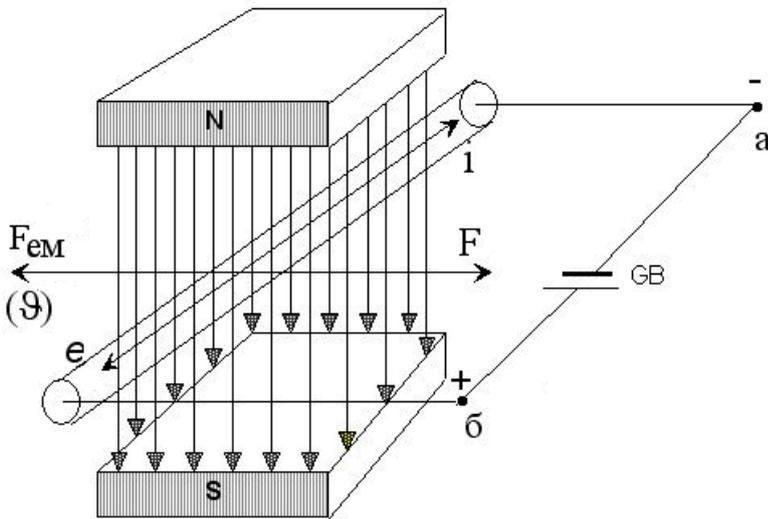


Рис. 1.4

Заберемо з моделі опір навантаження та підключимо джерело постійного струму так, щоб струм зберіг свій напрямок (рис. 1.4).

За умови, що електромагнітна сила ($F_{\text{ем}}$) врівноважується механічною силою (F) і при $\mathfrak{Q} = \text{const}$, дістаємо

$$F_{\text{ем}} \cdot \mathfrak{Q} = F \cdot \mathfrak{Q}, \text{ або } e \cdot i = F \cdot \mathfrak{Q},$$

тобто електромагнітна потужність перетворюється у механічну потужність.

Напрямок ЕРС, індукованої у провіднику при русі його під дією сили $F_{\text{ем}}$, визначається за правилом правої руки. ЕРС $e_{\text{пр}}$ скерована зустрічно струму. Рівняння електричної рівноваги для електричного кола, зображеного на рис. 1.4,

$$u - e_a = i_a \cdot R_a,$$

звідки рівняння рівноваги для двигуна

$$U = E_a + I_a \cdot R_a. \quad (1.10)$$

Якщо виконати такі перетворення:

$$U \cdot I_a = E_a \cdot I_a + I_a^2 \cdot R_a$$

та
$$E_a \cdot I_a = U \cdot I_a - I_a^2 \cdot R_a,$$

то дістаємо, що для електричного двигуна:

– електрична потужність, що підводиться ($U \cdot I_a$), не повністю перетворюється у електромагнітну ($E_a \cdot I_a$);

– при однаковому напрямі струму (I_a) обертання генератора та двигуна різні.

Розглянуті режими показують принцип оборотності електричних машин, що був встановлений Ленцем у 1833 р. Його можна застосувати до будь-якої електричної машини.

1.2.4. Закон повного струму

Закон повного струму характеризує розподіл магнітного поля у електричній машині

$$\oint H \cdot dl = \sum i \cdot w. \quad (1.11)$$

У електричній машині кінцева кількість елементів магнітного кола, тому інтегрування замінюється сумою

$$\sum i \cdot w = \sum_{k=1}^n H_k \cdot l_k = F, \quad (1.12)$$

де n – кількість ділянок магнітного кола, що залежить від типу ЕМ;

H_k , l_k – напруженість магнітного поля та довжина магнітної силової лінії k -ї ділянки.

Для будь-якого елемента магнітного кола співвідношення, що зв'язує індукцію з напруженістю магнітного поля, – $B_k = \mu_k \cdot H_k$ (для повітря $\mu_k = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн / м). При цьому МРС (F_k), що необхідна для проведення магнітного потоку (Φ_k) по ділянці магнітного кола опором

$$R_{\mu k} = \frac{1}{\mu_k} \cdot \frac{l_k}{S_k}, \quad (1.13)$$

визначається як

$$F_k = \Phi_k \cdot R_{\mu k}. \quad (1.14).$$

ЧАСТИНА 1. МАШИНИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

2. УСТРІЙ МАШИНИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

2.1. Елементи конструкції машин постійного струму

Незважаючи на деякі відмінності у конструкції окремих складальних одиниць та деталей, будова всіх машин постійного струму (МПС) однакова. Основний тип МПС – колекторна машина, особливістю якої є наявність колектора на валу машини. Електрична МПС складається (рис. 2.1) зі статора, якоря, колектора, щіткового апарата та підшипникових щитів.

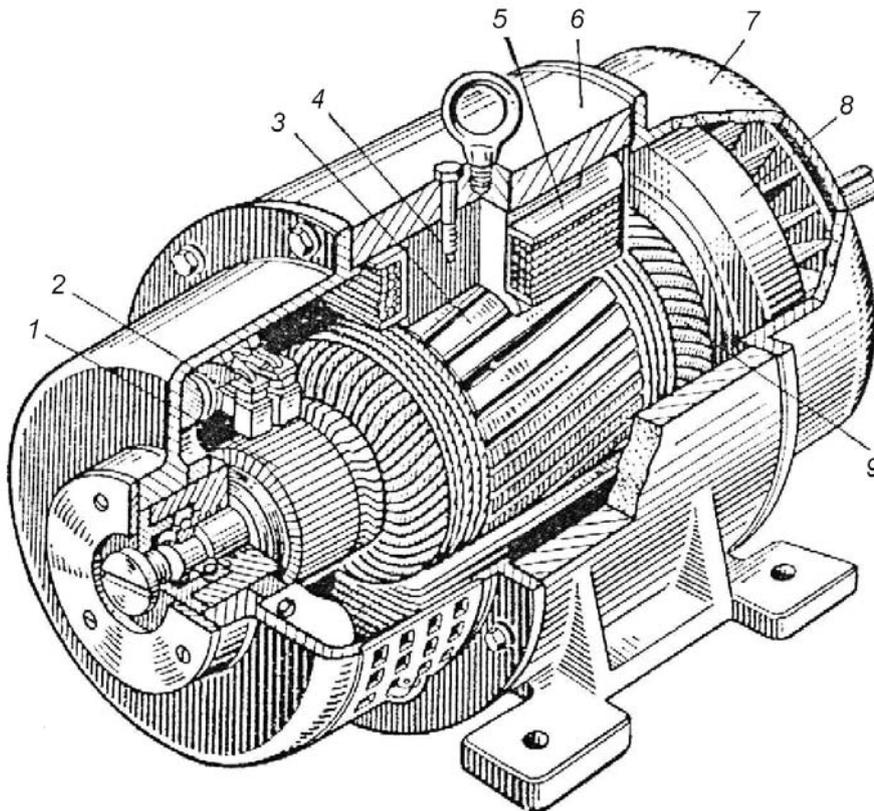


Рис. 2.1. Будова машини постійного струму:

1 – колектор; 2 – щітка; 3 – осердя якоря; 4 – головний полюс; 5 – котушка обмотки збудження; 6 – станина (корпус); 7 – підшипниковий щит; 8 – вентилятор; 9 – обмотка якоря

Статор включає до себе станину, головні та додаткові полюси з розташованими на них котушками.

Станина (рис. 2.1) використовується для кріплення полюсів та підшипникових щитів і є частиною магнітного кола, оскільки по ній замикається магнітний потік машини.

Тому станину виконують із сталі – матеріалу, що має достатню механічну міцність та велику магнітну проникність. Станина МПС великої потужності може виконуватися рознімною. Для машин малих потужностей станиною може бути відрізок труби.

Головні полюси (рис. 2.2) виконуються шихтованими із сталевих штампованих листів листової сталі завтовшки 1÷2 мм або з електротехнічної сталі.

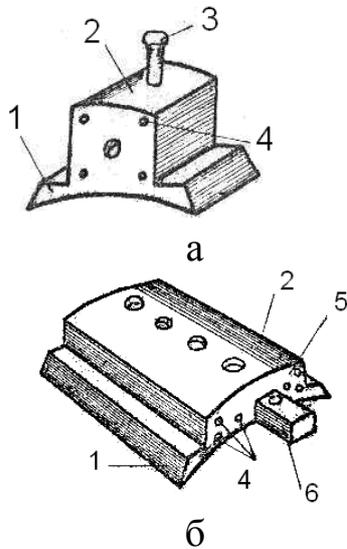


Рис. 2.2

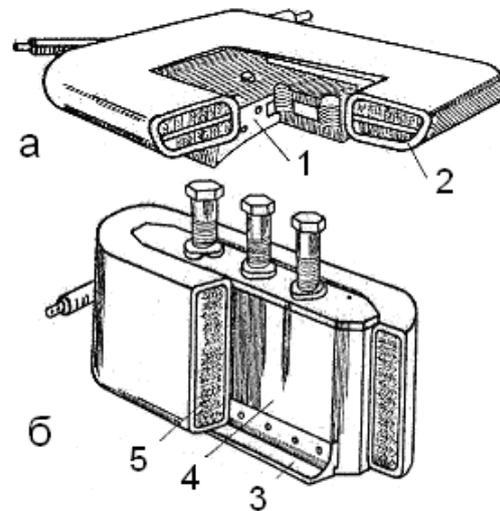


Рис. 2.3

Сталеві листи спресовані та скріплені заклепками (4), головки яких втоплені у натискні щоки (1), встановлені на торцях полюса. Полюси кріплять до станини болтами (3): нарізку різьби під болти виконують безпосередньо у осерді полюсів (рис. 2.2,а), або в сталевих стержнях (б), вставлених у отвори, які виштамповані у листах полюсів (рис. 2.2,б). Магнітне поле у МПС створюється намагнічуючою силою обмотки збудження (рис. 2.3,а), що виконується у вигляді полюсних котушок 2, розташованих на осерді 1 полюсів. Кількість котушок збудження визначається за способом збудження машини.

У машинах великої потужності (більше ніж 100 кВт) та у МПС, призначених для роботи з різко змінним навантаженням, на полюсних наконечниках штамнують пази, у які вкладається компенсаційна обмотка, що вмикається послідовно до якірного кола.

Додаткові полюси (рис. 2.3,б) застосовуються для зменшення іскріння під щітками, попереджаючи таким чином «підгоряння» колектора та утворення на його поверхні «кругового вогню». Виконуються, як правило, суцільними із сталі, містяться посередині між головними полюсами

та кріпляться до станини болтами. Конфігурація додаткового полюса 4 і способи кріплення обмотки 3 залежать від потужності машини.

Якщо додатковий полюс виконується шихтованим, то технологія його збирання відповідає технології головних полюсів. На полюсі розташовується обмотка 5 додаткових полюсів, що вмикається послідовно з обмоткою якоря. Обмотки головних (рис. 2.3,а) та додаткових (рис. 2.3,б) полюсів виконуються з мідного проводу. Конструкція обмоток, тип проводу (круглий, прямокутний) залежить від потужності машини та способу збудження.

Якір МПС (рис. 2.4) складається з валу, осердя і колектора. Пакет якоря набирається із штампованих листів електротехнічної сталі (рис. 2.5).

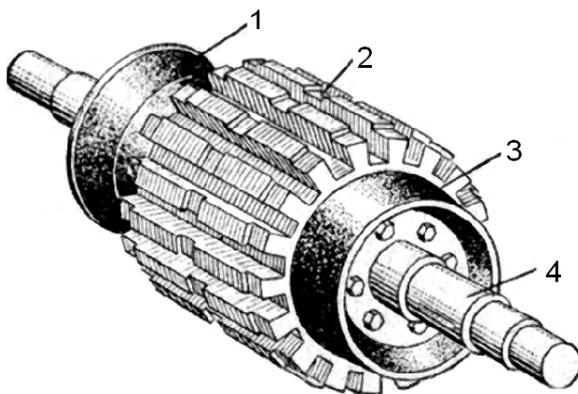


Рис. 2.4. Осердя якоря:
1, 3 – обмоткотримач;
2 – бандажні канавки; 4 – вал

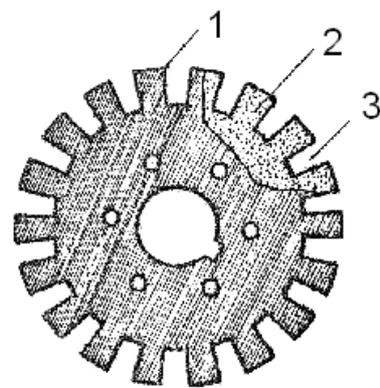


Рис. 2.5. Лист якоря:
1 – зубець; 2 – ізоляція;
3 – паз

Застосовується холоднокатана ізотропна сталь марок 2013, 2312 та інших завтовшки 0,5 (0,35) мм, якість якої не залежить від напрямку прокату. На зовнішній поверхні листів штамнуються пази 3 для укладки обмотки якоря, форма яких визначається потужністю машини. Листи осердя ізолюються з двох боків тонкою плівкою лаку 2, або оксидною плівкою. Зібрані у загальний пакет листи насаджують на вал і закріплюють на ньому за допомогою натискних шайб.

Шихтована конструкція пакета якоря дозволяє зменшити втрати енергії від вихрових струмів, що виникають при обертанні якоря у магнітному полі. Для поліпшення охолодження у осерді якоря можуть виконуватися аксіальні вентиляційні канали. У машинах великої потужності, при довжині якоря більшій, ніж 35 см, осердя набирається з окремих сталевих пакетів завтовшки 4÷6 см із влаштуванням між ними радіальних каналів заширшки 1 см.

Колектор МПТ (рис. 2.6, 2.7) збирається з клиноподібних пластин 4 холоднокатаної (колекторної) міді, ізольованих одна від одної прокладками з колекторного міканіту 3.

За способом кріплення пластин та ізоляції розрізняють колектори зі сталевим конусом і втулкою (рис. 2.6) та колектори на пластмасі (рис. 2.7).

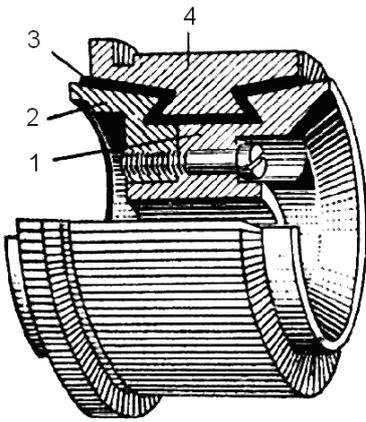


Рис. 2.6

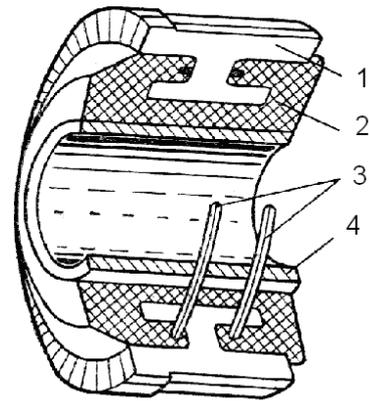


Рис. 2.7

При арочному способі кріплення сталевим конусом зусилля передається від корпусу 1 та натискного фланця 2 на внутрішню поверхню ластівчиного хвоста колекторних пластин, тому при ослабленні тиску між пластинами їх можна підпресувати.

Обмотка якоря виконується з мідного проводу круглого або прямокутного перетину і складається з окремих секцій, кінці яких припаюються до шпυльок колектору. Обмотка виконується двошаровою. Одна сторона секції (називається пряма) розміщена у верхньому шарі, друга (зворотна) – у нижньому. Між шарами встановлюють додаткову (міжшарову) ізоляцію. Крім того, в паз вкладається корпусна ізоляція, що ізолює обмотку від сталі якоря та запобігає механічним ушкодженням обмотки. Для закріплення обмотки у пазах використовують клини (дерев'яні, гетинаксові, текстолітові) або бандажі зі склострічки або сталевого дроту (у машинах великої потужності). Крім того лобові частини обмотки кріплять бандажами до обмоткотримача (рис. 2.4).

Щітковий апарат (рис. 2.8,а) складається з траверси, щіткових пальців (болтів) та щіткотримачів (рис. 2.8,б).

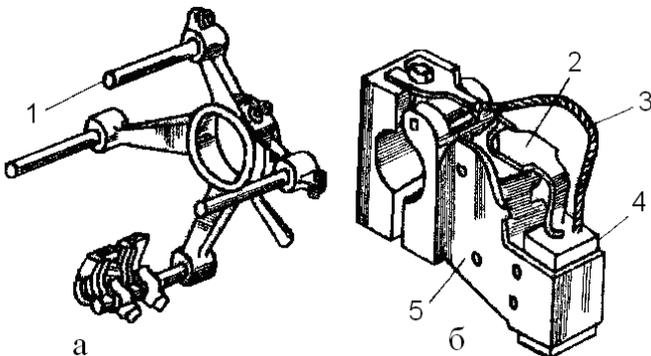


Рис. 2.8

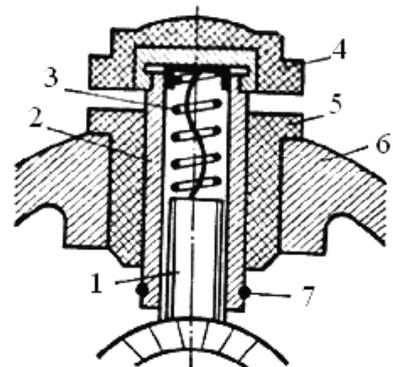


Рис. 2.9

Траверса використовується для кріплення на її щіткових пальцях 1 щіткотримачів. Траверса кріпиться до підшипникового щиту. Для точного настроювання комутації (фіксації щіток у певному положенні) траверса

допускає поворот. Щіткотримач (рис. 2.8,б) складається з обойми 5 і натискного приладу 2, що забезпечує примикання щітки до колектору із певним зусиллям. Щіткотримач машин малої потужності (рис. 2.9) розташовується у підшипниковому щиті 6 і містить щітку 1, обойму 2, пружину 3, ковпак 4, ізоляційну втулку 5, затискач для вивідного провідника 7.

Щітка (рис. 2.10) являє собою прямокутний брусок 1, виконаний на основі графіту (графітні, мідно-графітні).

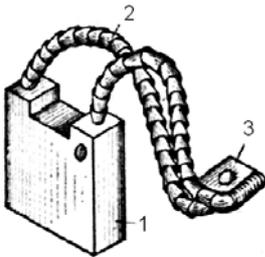


Рис. 2.10

Щітка характеризується величиною щільності струму під нею і падінням напруги у щітковому контакті. Щітка споряджена гнучким мідним канатиком 2, один кінець якого армірований у щітку, а другий споряджений наконечником 3 для приєднання до щіткового апарата. Натиснення ($0,02 \div 0,04$ МПа) повинно бути відрегульовано для всіх щіток.

Підшипникові щити (див. рис. 2.1) є з'єднувальними деталями між станиною і якорем, а також опорною конструкцією для якоря, вал якого обертається в підшипниках, встановлених у щитах. Конструкція підшипникових щитів визначається потужністю машини, умовою її кріплення на місці експлуатації.

2.2. Призначення колектора

2.2.1. Генератор постійного струму

Припустимо, що якір генератора постійного струму (ГПС), наведений на рис. 2.11,а є прямокутним контуром, що переміщується в магнітному полі з лінійною швидкістю ϑ за годинниковою стрілкою.

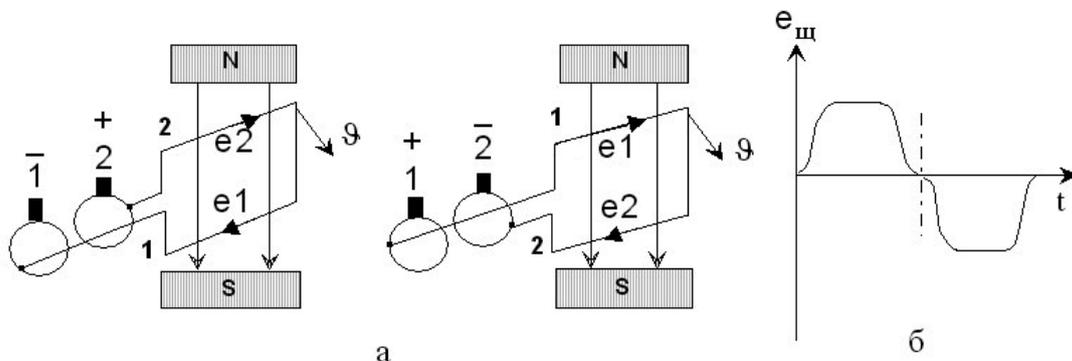


Рис. 2.11

Контур підімкнений до двох кілець. Якщо визначити за правилом правої руки напрямок ЕРС у провідниках 1, 2 секцій для двох їх положень (рис. 2.11,а), то на щітках можна спостерігати зміну у часі ЕРС секції (рис. 2.11,б).

Якщо контур підімкнений до двох півкілець (рис. 2.12,а) (схематичне зображення колектора), то на щітках буде пульсуюча ЕРС (рис. 2.12,б).

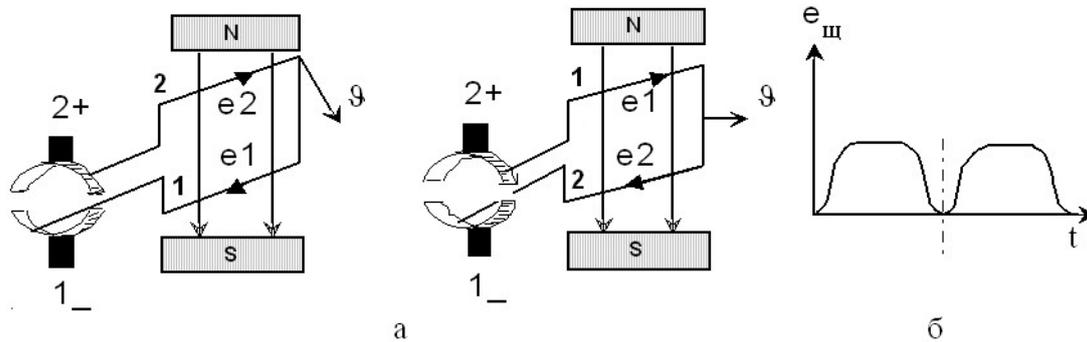


Рис. 2.12

Таким чином, у ГПС колектор виконує функції механічного випрямляча змінної ЕРС обмотки якоря.

2.2.2. Двигун постійного струму

Якщо підімкнути двигун постійного струму (ДПС) до джерела постійного струму через кільця (рис. 2.13) і визначити за правилом лівої руки напрямок електромагнітної сили, діючої на провідники 1 та 2 секції обмотки (рис. 2.13, а), то при повороті на 180° напрямок електромагнітної сили змінюється на протилежний. Таким чином, рамка буде учиняти коливання до тих пір, доки провідники 1, 2 не розмістяться на лінії, перпендикулярній осі полюсів, де індукція магнітного поля дорівнює нулю.

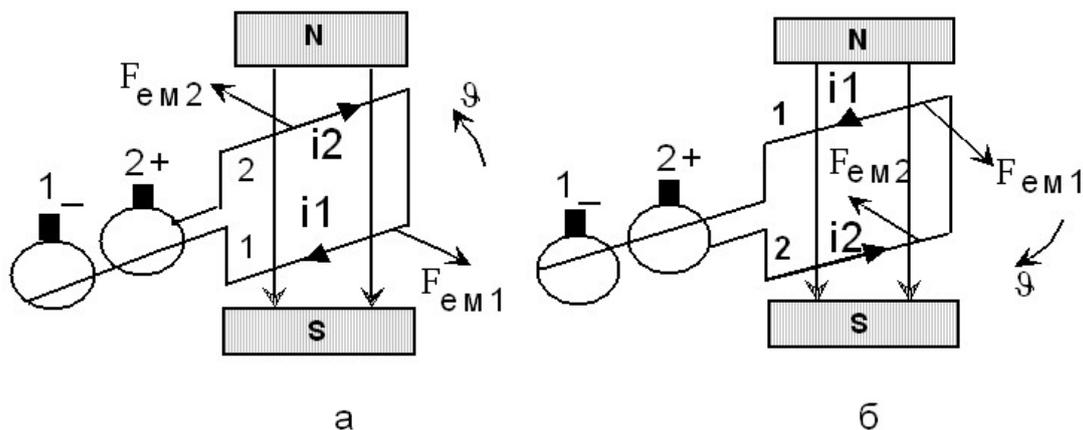


Рис. 2.13

При підмиканні провідників 1 та 2 секції обмотки до двох півкілець (рис. 2.14) напрямок електромагнітної сили, діючої на провідники 1, 2, не змінюється, що призводить до обертання рамки у магнітному полі.

Таким чином, у ДПС колектор забезпечує зміну напрямку струму у секціях обмотки якоря при розміщенні її під полюсами різної полярності, тобто виконує функції інвертора.

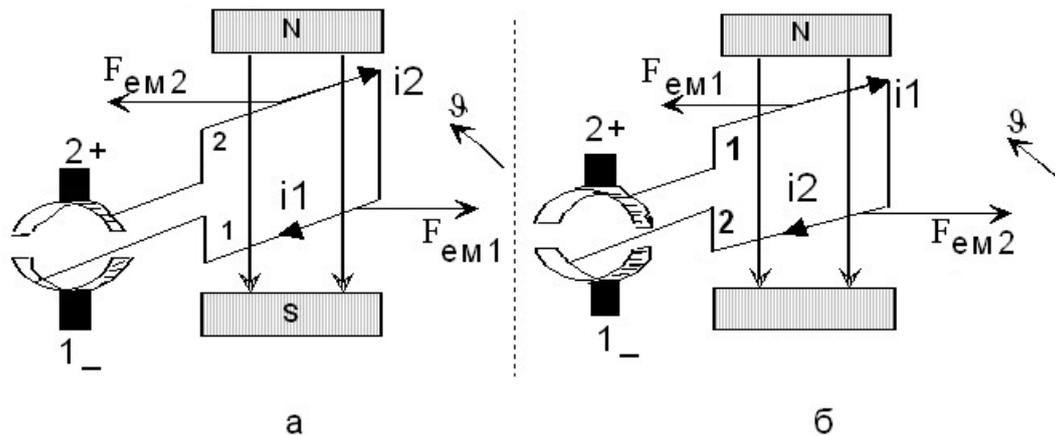


Рис. 2.14

3. ОБМОТКИ ЯКОРЯ

3.1. Вимоги до обмоток

Обмотка якоря (ОЯ) є найважливішим елементом МПС. Вона повинна задовольняти такі вимоги: обмотка повинна бути розрахована на задані величини напруги та струму навантаження; обмотка повинна мати достатню електричну, механічну та термічну стійкість; конструкція ОЯ повинна забезпечувати задовільні умови зняття струму з колектора; витрати матеріалу на ОЯ повинні бути мінімальними; технологія виготовлення ОЯ повинна бути по можливості простою.

3.2. Елементи обмотки якоря

Виток – сукупність двох провідників (прямого та зворотного), розташованих на відстані, що приблизно дорівнює полюсному діленню.

Секція – один ($w_c = 1$) або декілька ($w_c > 1$) витків, з'єднаних послідовно та приєднаних до двох колекторних пластин. За конфігурацією розрізняють петльову (рис. 3.1,а) та хвильову секції обмотки якоря (ОЯ) (рис. 3.1,б).

Котушка – частина ОЯ, яка складається із секцій, що розташовані в одному пазу та мають спільну ізоляцію відносно сталі якоря.

Обмотки є катушкові та стержневі. Секції катушкових обмоток намотуються провідниками круглого перетину беззупинно з w_c витків. Стержневі обмотки виконуються з жорстких половин секцій, з'єднаних у лобових частинах пайкою. Половини секції виконуються з прямокутних провідників. Для зручного розміщення лобових частин ОЯ виконується

двошаровою (рис. 3.2). При цьому одна сторона секцій розташовується у верхньому шарі, друга – у нижньому.

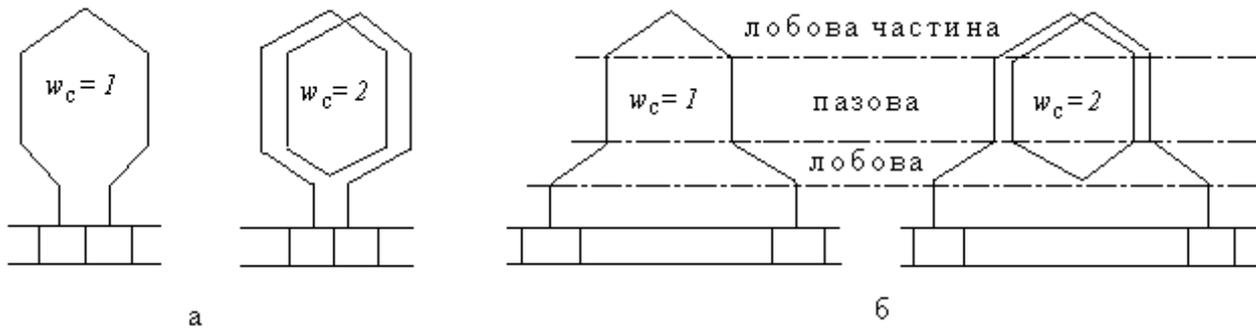


Рис. 3.1. Секції ОЯ: а – петльова; б – хвильова

Під елементарним пазом розуміється паз, по ширині якого розташовується один провідник ($U_{\Pi} = 1$). Така структура застосовується рідко, тому що видаток пазової ізоляції дуже великий та зубці недостатньо стійкі у механічному відношенні. Тому на практиці ОЯ виконують з $U_{\Pi} > 1$. На рис. 3.2 показані структури паза якоря за різних U_{Π} , w_c та кількості елементарних провідників у ефективному – $n_{ел}$.

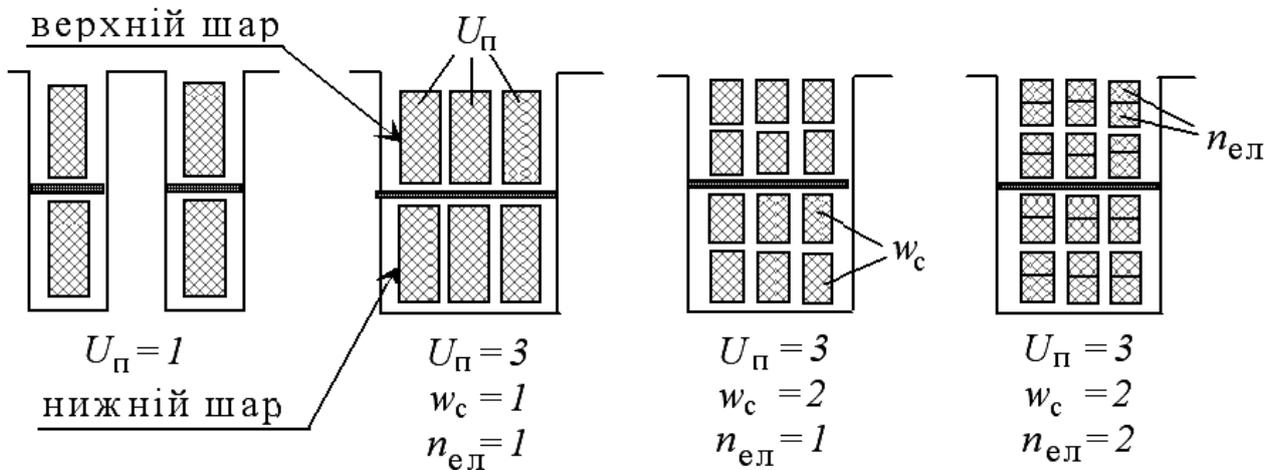


Рис. 3.2. Розташування секцій ОЯ у пазу МПС

Секції ОЯ з'єднуються послідовно так, що початок наступної секції та кінець попередньої приєднуються разом до однієї колекторної пластини (рис. 3.3).

Оскільки секція має 2 кінці та до кожної колекторної пластини приєднуються 2 кінці, то кількість секцій (S) дорівнює кількості колекторних пластин (K), тобто $S = K$. Якщо у МПС існує Z пазів якоря (реальних) та у кожному пазу по його ширині розміщено U_{Π} секційних сторін, то кількість елементарних пазів якоря

$$Z_e = U_{\Pi} \cdot Z = S = K. \quad (3.1)$$

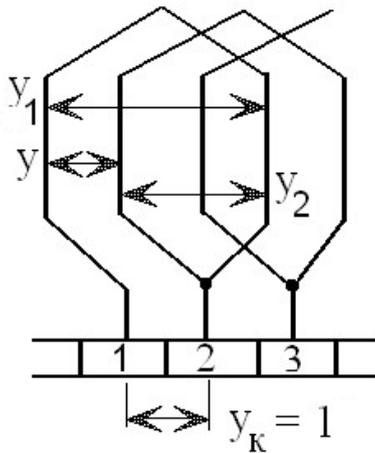


Рис. 3.3

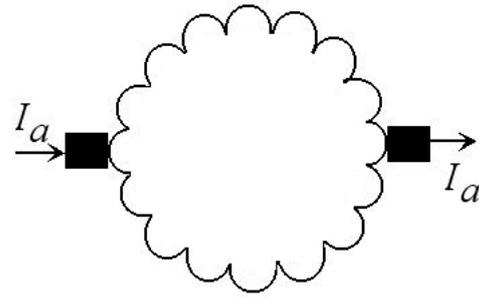


Рис. 3.4

З'єднані послідовно секції ОЯ утворюють замкнуте коло (рис. 3.4). Його можна зобразити у вигляді замкнутої спіралі, по якій ковзають щітки (рис. 3.4). У даному випадку кількість пар паралельних гілок $a = 1$. У загальному випадку $a = 1, 2, 3 \dots$. Для забезпечення найкращих умов роботи МПС необхідно, щоб ЕРС (E_a) усіх паралельних гілок та їхній опір були однакові.

У цьому випадку струми паралельних гілок будуть однакові. Для задоволення цих умов необхідно таке: щоб магнітне коло МПС було симетричним, потоки всіх полюсів повинні бути однаковими; всі пари паралельних гілок повинні бути еквівалентними.

Обмотку, що задовольняє ці умови, називають симетричною.

Для того щоб обмотка була симетричною, необхідно

$$\frac{Z_e}{a} = \frac{S}{a} = \frac{K}{a} = \frac{Z \cdot U_{\Pi}}{a} = \text{ціле число (ц. ч.)}$$

Для симетричного розташування паралельних гілок у магнітному полі необхідно виконати умови $\frac{Z}{a} = \text{ц.ч.}$ та $\frac{2p}{a} = \text{ц. ч.}$

При виборі ширини секції ОЯ необхідно таке: одержати найбільшу ЕРС; забезпечити задовільні умови зняття струму; забезпечити мінімальні витрати міді.

Припустимо, що магнітне поле у зазорі $B(x)$ розподіляється за синусоїдальним законом (рис. 3.5). ЕРС секції буде найбільшою, якщо прямий провідник секції займає положення 1, а зворотний – 2. У цьому випадку ширина секції дорівнює полюсному діленню – $y_1 = \tau$. Якщо змінити ширину секції (рис. 3.5), то для секції 1-3 $y_1 < \tau$ має місце деяке зменшення

ЕРС та мінімальна витрата міді. Для секції 1-4 $y_1 > \tau$ ЕРС зменшується, але витрата міді збільшується за рахунок збільшення довжини лобових (неактивних) частин ОЯ.

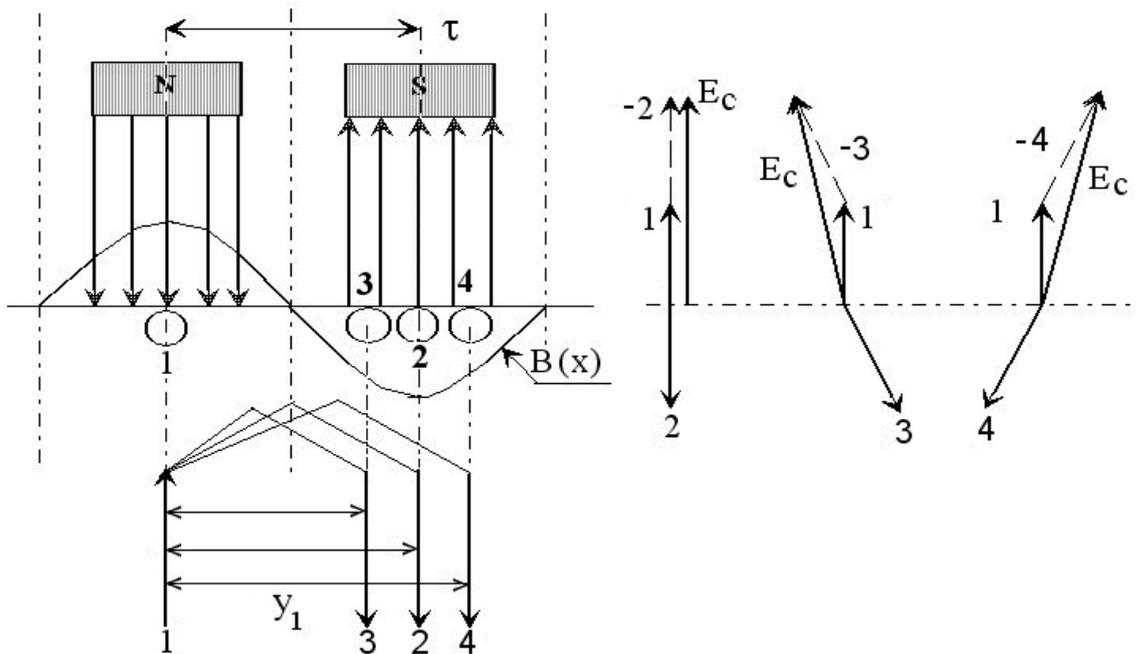


Рис. 3.5

Ширину секції (або перший частковий крок ОЯ) розраховують у пазових (зубцевих) діленнях

$$y_1 = \frac{Z_e}{2p} \pm \xi, \quad (3.2)$$

де ξ – дробова частина, при якій крок y_1 дорівнює цілому числу (ц. ч.).

У секціях ОЯ індукується змінна ЕРС, із якої можна виділити першу гармоніку. Уявимо, що вздовж розточки розподілені 4 полюси. Кожній парі полюсів відповідає одна повна синусоїда ЕРС або 2π електричних градусів (рис. 3.6). Вздовж розточки якоря буде $2 \cdot 2\pi$ електричних градусів. Якщо МПС має p полюсів, то вздовж окружності якоря буде розміщено p синусоїд. Отже, вздовж окружності якоря ($2p$ геометричних градусів) буде розподілено $p \cdot 2\pi$ електричних градусів.

Таким чином,

$$1 \text{ ел. град.} = p \cdot 1 \text{ геом. град.} \quad (3.3)$$

Синусоїдальний розподіл магнітного поля у просторі вздовж розточки якоря зумовлює синусоїдальну ЕРС секції ОЯ. Синусоїдальна функція може бути зображена вектором, який дорівнює за величиною амплітуді ЕРС, що обертається із кутовою частотою $\omega = 2\pi \cdot f = 2\pi \cdot n/60$. Проекція вектора на вісь ординат дасть миттєве значення ЕРС секції. Пази якоря по-

різному розміщені відносно основної гармоніки поля полюсів (рис. 3.5), тому ЕРС провідників різних пазів будуть зсунуті в часі за фазою. Кут зсуву між ЕРС провідників сусідніх елементарних пазів, *ел. град*.

$$\alpha = \frac{360 \cdot p}{Z_e}. \quad (3.4)$$

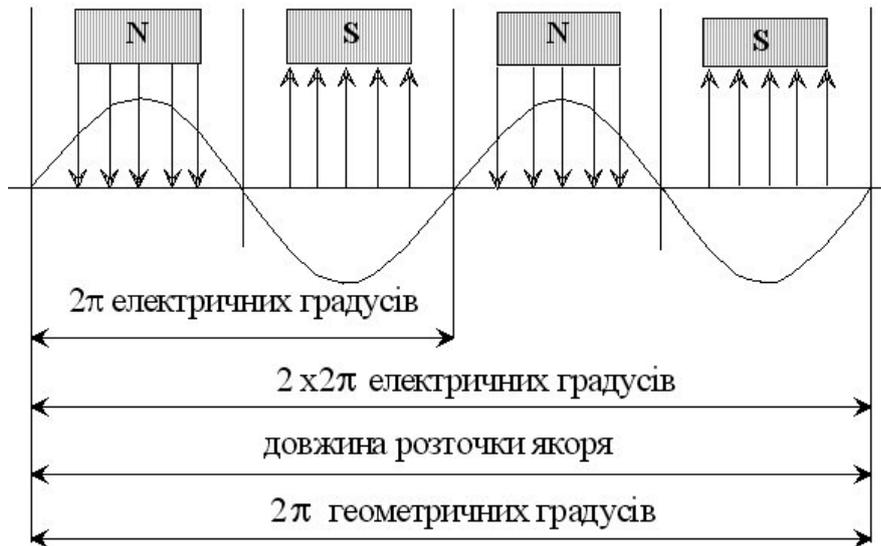


Рис. 3.6

Якщо накреслити вектори ЕРС провідників всіх пазів, то дістаємо зірку пазових ЕРС, що має Z_e векторів, але окремі вектори можуть збігатися (рис. 3.7). Якщо $Z_e/p = \text{ц.ч.}$, то зірка складається з Z_e/p векторів, а кількість зірок дорівнює p .

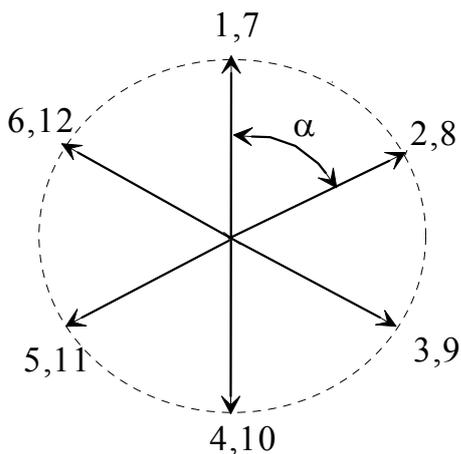


Рис. 3.7. Зірка пазових ЕРС

На рис. 3.7 зображена зірка ЕРС для $Z_e = 12$, $2p = 4$. Кут зсуву між векторами ЕРС провідників, розташованих у сусідніх пазах, $\alpha = 360 \cdot 2 / 12 = 60$ *ел. град*.

Зірка ЕРС містить шість векторів, а кількість зірок дорівнює двом. Найбільше миттєве значення ЕРС у даний момент часу буде у провідниках 1, 4, 7, 10 (рис. 3.7), тобто

$$e_1 = e_4 = e_7 = e_{10} = e_{\max}.$$

Обмотки якоря МПС можна поділити на 3 групи:

- петльові (ПО);
- хвильові (ХО);
- комбіновані (КО).

3.3. Петльові обмотки якоря

3.3.1. Прості петльові обмотки

При складанні схеми ОЯ використовують поняття кроків обмотки (рис. 3.8): y_1 – перший частковий крок; y_2 – другий частковий крок; y – результуючий крок; y_k – крок по колектору:

$$y_1 = y_1 = \frac{Z_e}{2p} \pm \xi = \text{ц. ч.}; \quad y = y_k = 1; \quad y = y_1 + y_2; \quad y_2 = y - y_1.$$

Особливістю простої ПО є те, що результуючий крок (y) дорівнює одиниці, тобто сторони секцій лежать у сусідніх пазах, крок по колектору $y_k = 1$ та сторони кожної секції ОЯ підмикаються до сусідніх колекторних пластин.

Приклад. Дані простої петльової обмотки:

$$Z_e = 12; \quad 2p = 4; \quad \tau = \frac{12}{4} = 3; \quad y_1 = \frac{12}{4} \pm \xi = 3; \quad y = y_k = 1; \quad y_2 = -2; \quad y_{зр} = \frac{K}{p} = \frac{12}{2} = 6$$

$$b_p = \alpha_\delta \tau \approx 2; \quad y_{щ} = \frac{Z_e}{2p} = \frac{12}{4} = 3; \quad \alpha = \frac{360}{Z_e} p = \frac{360}{12} 2 = 30 \text{ ел. град.}$$

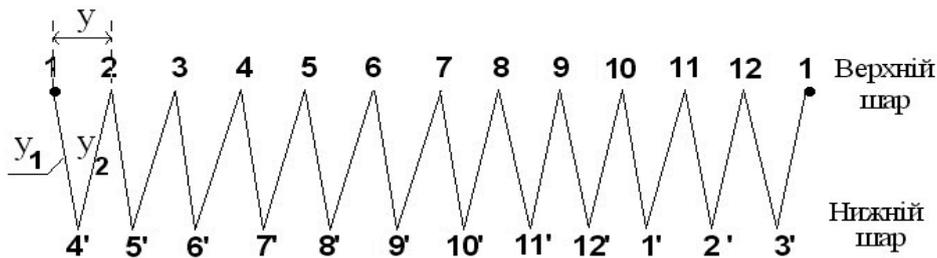


Рис. 3.8. Таблиця кроків простої ПО

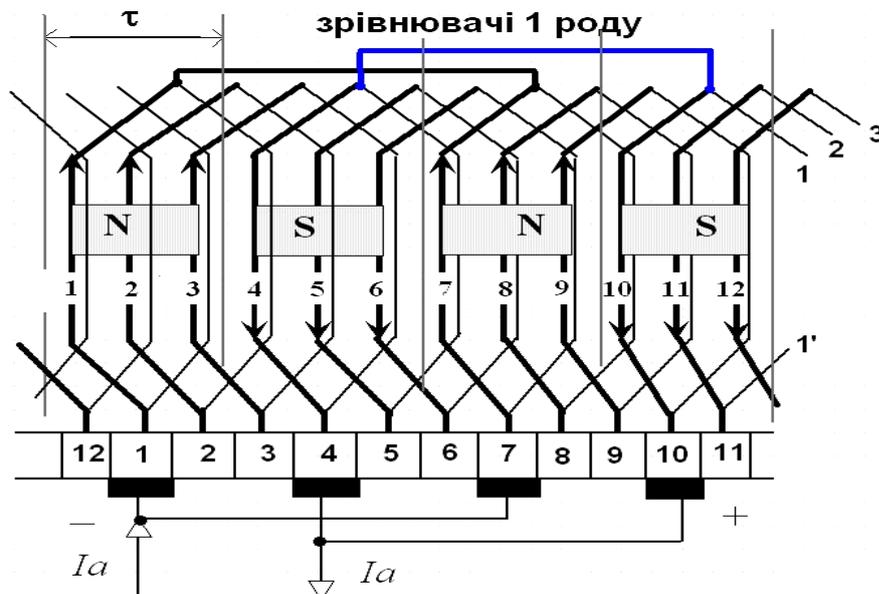


Рис. 3.9. Схема-розгортка простої ПО

З урахуванням значень кроків обмотки (y_1, y_2, y) збудуємо схему кроків (рис. 3.8). Після обходу всіх пазів якоря дістаємо замкнуту обмотку. За схемою кроків можна побудувати схему-розгортку (рис. 3.9).

Ширина полюсної дуги $b_p = 2$ пазовим діленням (п. д.), тому контури полюсів, показаних на рис. 3.9, зображені з відступом від границь полюсних ділень на 0,5 п.д. Лінія на поверхні якоря, що проходить посередині між двома полюсами, називається *лінією геометричної нейтралі* та характеризується тим, що вздовж цієї лінії індукція поля збудження дорівнює нулю.

При обертанні якоря частина секцій замикається щіткою. Необхідно, щоб при замиканні секцій щіткою в них наводилась мінімально можлива ЕРС. Ця умова виконується для секцій, провідники яких розміщені на лініях геометричної нейтралі (або поблизу них), тобто у даному прикладі для першої секції. Тому щітку розміщують так, щоб вона примикала до першої колекторної пластини.

Крок щіток по колектору $y_{щ} = K/2p = 3$, отже, друга щітка повинна примикати до 4-ї колекторної пластини, третя – до 7-ї та четверта – до 10-ї колекторної пластини.

Крок щіток однієї полярності дорівнює K/p (у даному прикладі – 6), тобто щітки, які примикають до 1-ї та 7-ї пластин, мають від'ємну полярність, а щітки, які примикають до 4-ї та 10-ї пластин, – додатну. Щітки однієї полярності з'єднуються паралельно.

З побудованої схеми видно, що у ПО напрямок струму у секціях, що лежать під різними полюсами, теж різний. Провідники верхнього шару приєднуються до однойменних колекторних пластин. На таблиці кроків (рис. 3.8) можна проставити щітки. На рис. 3.8, 3.10 існує чотири групи секцій з різним напрямком струму та кількістю полюсів обмотки, що дорівнює чотирьом. У замкнутій обмотці такі секції можна з'єднати тільки паралельно. Таким чином, для ПО $2a = 2p$.

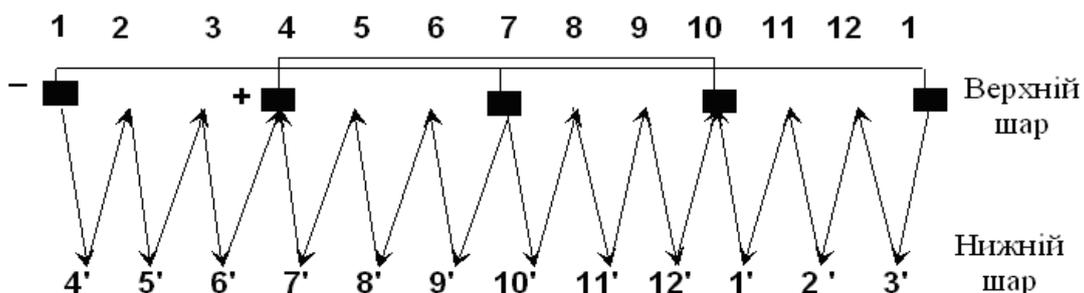


Рис. 3.10. Утворення паралельних гілок простої ПО

При обертанні якоря секції ОЯ переходять із однієї паралельної гілки до іншої, при цьому відбувається зміна напрямку струму у цих секціях (рис. 3.11,а). Для визначення правильності розташування щіток, тобто для

визначення кількості секцій у кожній паралельній гілці, будують схему з'єднання паралельних гілок обмотки (рис. 3.11,б) на підставі схеми-розгортки обмотки (рис. 3.9).

Для даного моменту часу у паралельні гілки входять секції: **перша гілка** — 1, 2, 3; **друга гілка** — 4, 5, 6; **третья гілка** — 7, 8, 9; **четверта гілка** — 10, 11, 12.

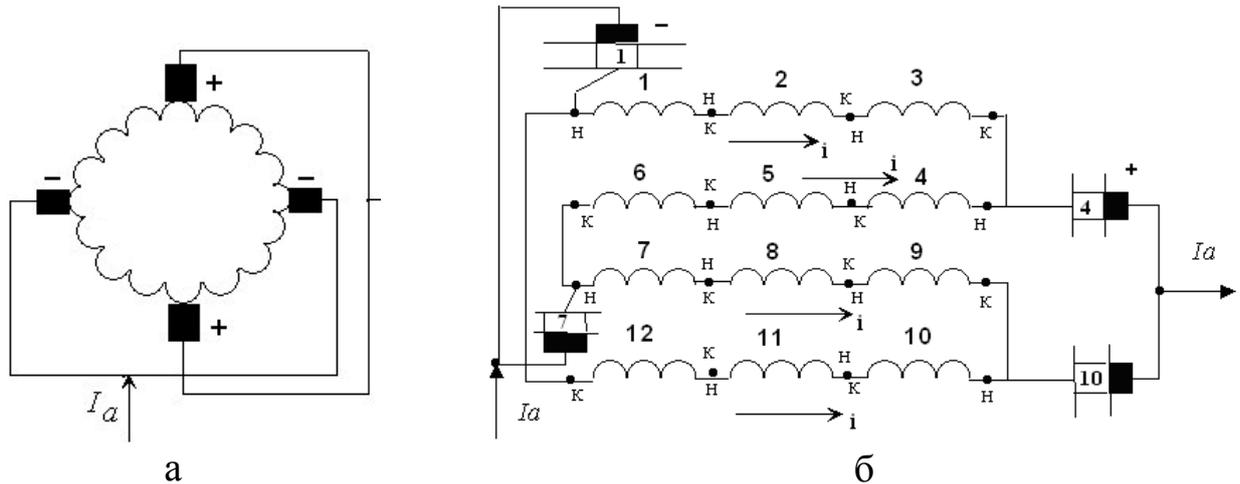


Рис. 3.11. Схема паралельних гілок простої ПО

Зірку пазових ЕРС (рис. 3.12) збудуємо з урахуванням кута зрушення векторів ЕРС сусідніх пазів $\alpha = 360 \cdot 2 / 12 = 60 \text{ ел. град.}$ та врахуємо, що максимальна ЕРС у даний момент часу наводиться у провіднику, що лежить у другому пазу.

Користуючись зіркою ЕРС (рис. 3.12), можна збудувати полігон ЕРС (рис. 3.13). Будемо складати вектори ЕРС секцій у тій послідовності, в якій вони з'єднані на схемі-розгортці (рис. 3.9) та на схемі паралельних гілок (рис. 3.11). Збіг кінців многогранників свідчить про наявність рівнопотенціальних точок, якими є колекторні пластини 1–7, 2–8, 3–9 і т. д., які відсунуті одна від одної на $y_{\Pi} = K/p$ колекторних пластин.

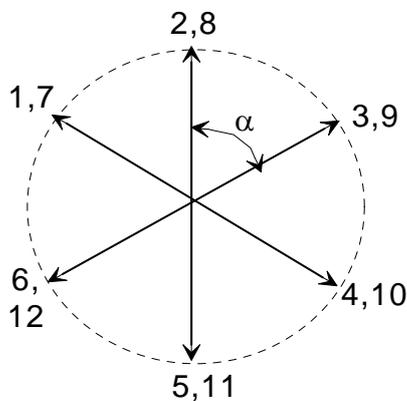


Рис. 3.12. Діаграма ЕРС

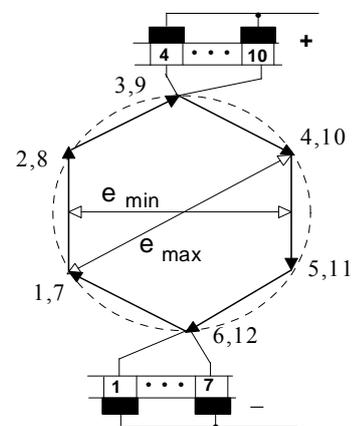


Рис. 3.13. Полігон ЕРС

Величина y_{Π} називається потенційним кроком. Відмічені точки мають теоретично рівні потенціали. В дійсності через нерівномірність повітряного зазора, неоднорідність матеріалу якоря, асиметрію магнітної системи та інше потоки окремих полюсів виявляються неоднаковими. При цьому у паралельних гілках протікають значні зрівнювальні струми. Внаслідок того, що вони замикаються по з'єднувальних проводах щіток (рис. 3.11, а), це призводить до незадовільної роботи щіткового апарата.

Для того щоб розвантажити щітки від зрівнювальних струмів, необхідно з'єднати точки ОЯ з рівним потенціалом перемичкою або з боку колектора, або з боку лобових частин (рис. 3.9). Такі сполучення називають **зрівнювачами першого роду**.

Крок зрівнювача

$$y_{зр} = y_{\Pi} = K/p. \quad (3.5)$$

Оскільки опір зрівнювальних проводів менше від опору щіткового контакту, то зрівнювальні струми замикаються по зрівнювачах. Як правило, зрівнювачі ставлять через 1-2 колекторні пластини. Перетин проводу зрівнювача складає $(1/4 \div 1/3)$ перетину проводу ОЯ. Інколи ставлять один зрівнювач на полюс. Замкнутий многогранник ЕРС (рис. 4.6) свідчить про симетрію ОЯ, при цьому кожній парі паралельних гілок відповідає один полігон.

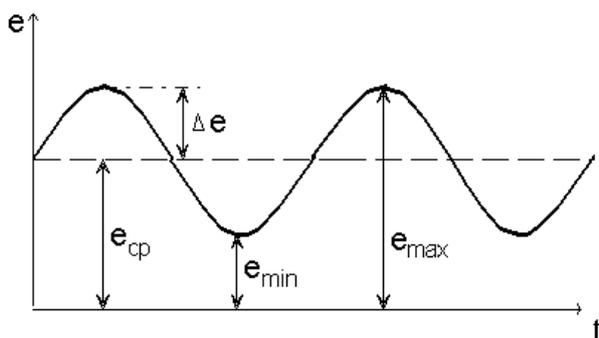


Рис. 3.14. Зміна ЕРС

При обертанні якоря ЕРС на щітках змінюється від e_{\min} до e_{\max} (рис. 3.13). Пульсацію ЕРС розраховують за формулою

$$\Delta e = \frac{e_{\max} - e_{\min}}{e_{cp}} \cdot 100 \%, \quad (3.6)$$

де e_{cp} — за рис. 3.14.

Чим більше $K/2p$, тим менше пульсації, тому при проектуванні МПС бажано обирати $K/2p \geq 17 \div 20$.

3.3.2. Складні петльові обмотки

В разі необхідності отримати петльову обмотку з більшою кількістю паралельних гілок (наприклад у низьковольтних машинах) застосовують складну ПО. Такі обмотки являють собою кілька ($m = 2, 3, \dots$) простих ПО, укладених на якорі та приєднаних до одного колектора.

Секції m простих обмоток чергуються вздовж розточки якоря, а прості ПО вмикаються паралельно.

Кількість паралельних гілок складної m -ходової обмотки

$$2a = 2p \cdot m. \quad (3.7)$$

Результуючий крок по елементарних пазах

$$y = y_k = m. \quad (3.8)$$

Ширина щітки при складній ПО приймається такою, щоб кожна щітка перекривала m колекторних пластин (K), при цьому прості ПО з'єднуються паралельно.

Найбільш поширені двоходові ($m = 2$) складні ПО. Складна ПО може бути **однократно замкнена** або **двократно замкнена**, тобто являє собою дві окремі замкнуті прості ПО, що з'єднуються у паралельні гілки за допомогою щіток. Кратність замкнень t дорівнює найбільшому дільнику чисел m та K .

Для двоходових ($m = 2$) обмоток при K , що дорівнює непарному числу, отримується однократно замкнена ПО, а при K , що дорівнює парному числу, – двократно замкнена, для якої існують більш тяжкі умови комутації.

Приклад. Дані складної ПО: $Z_e = 21$; $2p = 6$, $m = 2$.

$$\text{Кроки обмотки: } y_1 = \frac{Z_e}{2p} \pm \xi = \frac{21}{6} \pm \xi = 3\frac{1}{2} - \frac{1}{2} = 3; \quad y = 2; \quad y_2 = -1.$$

Побудована таблиця кроків (рис. 3.15) показує, що після двох обходів якоря дістаємо **однократно замкнену** складну ПО.

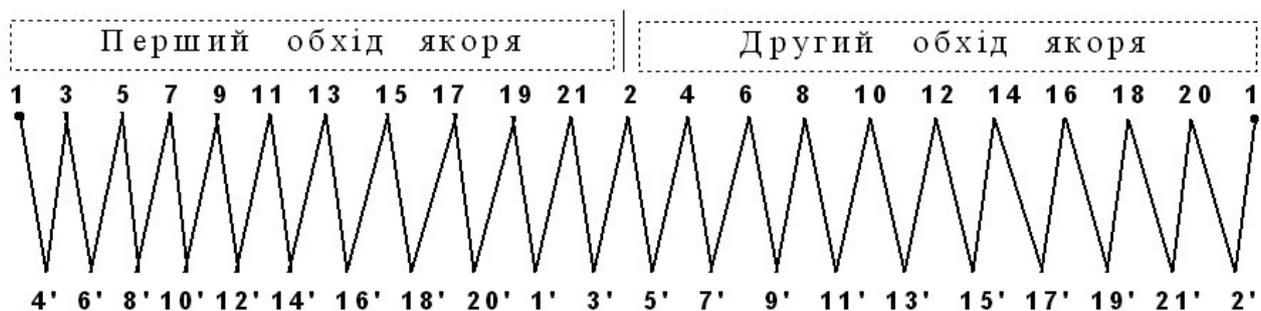


Рис. 3.15. Таблиця кроків однократно замкненої складної ПО

Приклад. Дані складної ПО: $Z_e = 20$; $2p = 4$, $m = 2$.

Кроки обмотки:

$$y_1 = \frac{Z_e}{2p} \pm \xi = \frac{20}{4} = 5; \quad y = 2; \quad y_2 = -4, \quad \alpha = 36 \text{ ел. град.}$$

У розглянутому випадку таблиця кроків (рис. 3.16) показує, що одержані дві самостійні ПО. Складна ПО якоря утвориться з $m = 2$ паралельно з'єднаних за допомогою щіток простих ПО.

Забезпечити однаковий контакт зі всіма простими обмотками практично неможливо, тому струм між простими обмотками розподіляється неоднаково, що порушує рівномірний розподіл потенціалу по колектору.

Для усунення цього небажаного явища застосовують зрівнювачі II роду, за допомогою яких прості обмотки з'єднують між собою у точках теоретично рівного потенціалу (рис. 3.17).

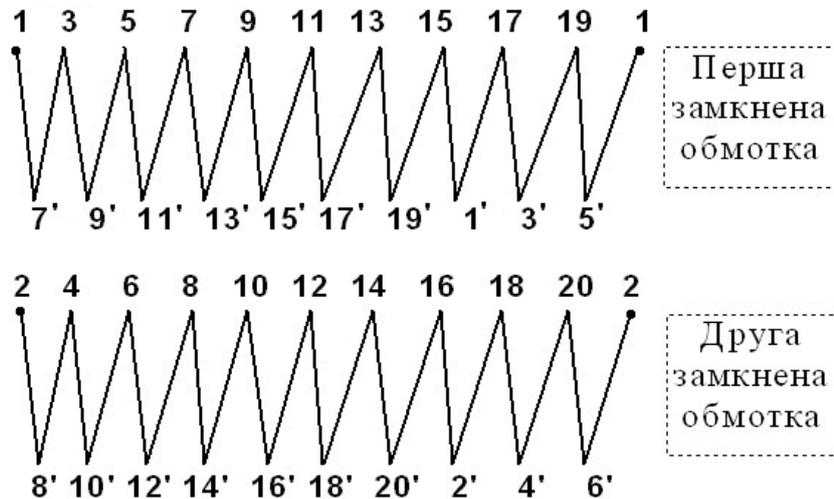


Рис. 3.16. Таблиця кроків двократно замкненої ПО

Таким чином, якщо зрівнювачі I роду усувають наслідки магнітної несиметрії, то зрівнювачі II роду усувають нерівномірність розподілу потенціалу по колектору. На рис. 3.17 побудовані векторна діаграма ЕРС секційних сторін та полігон ЕРС, за яким визначають місця приєднання зрівнювачів (точки теоретично рівного потенціалу).

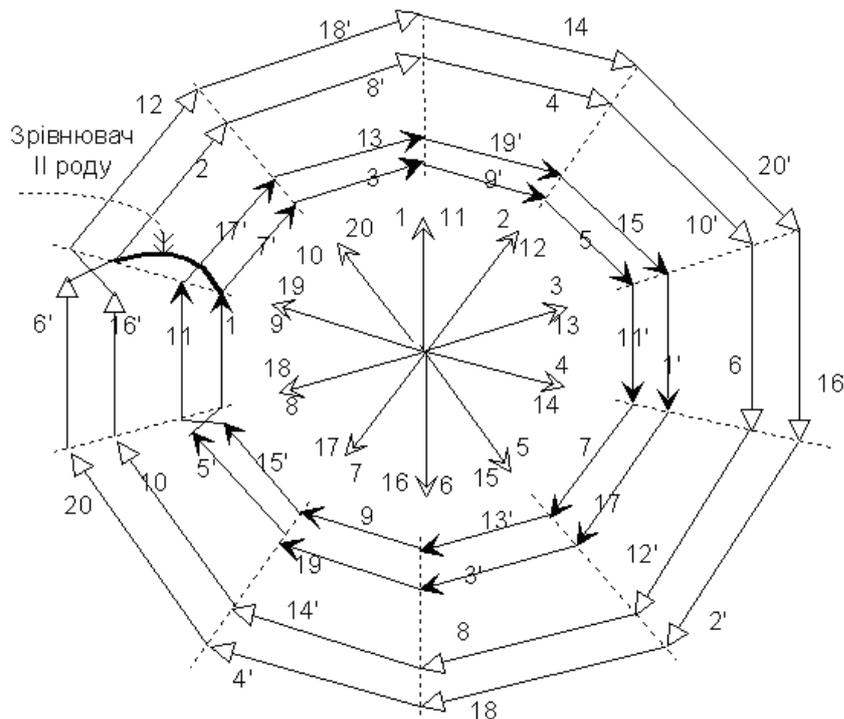


Рис. 3.17. Полігон ЕРС двократно замкненої ПО

Тип зрівнювача II роду залежить від відношення Z_e / p .

Якщо $Z_e / p =$ парному числу, то зрівнювачі з'єднують точки, розташовані на протилежних сторонах якоря (рис. 3.18), тобто середину першої секції з'єднують з другою колекторною пластиною, до якої підімкнена друга проста хвильова обмотка.

Такий зрівнювач потрібно протягувати крізь спеціальні отвори між якорем та валом або крізь вентиляційні канали. Якщо Z_e / p дорівнює непарному числу, то зрівнювачі I роду виконують функції зрівнювачів II роду.

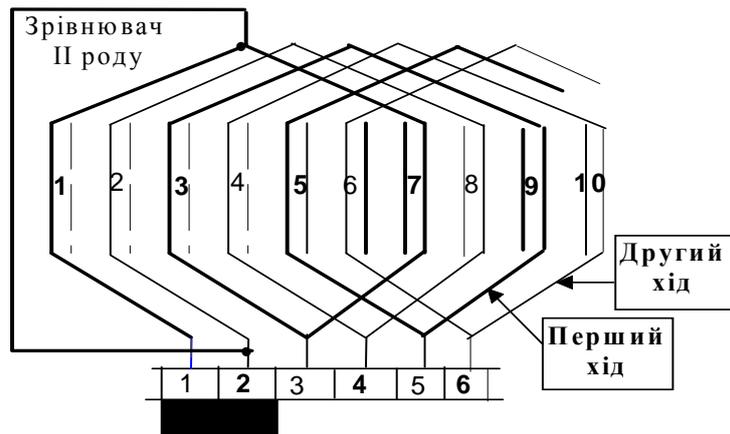


Рис. 3.18. Виконання зрівнювачів

3.4. Хвильові обмотки якоря

Укладемо верхню сторону першої секції заширшки $y_1 = \frac{Z_e}{2p} \pm \xi$ та приєднаємо її до першої колекторної пластини (рис. 3.19). Кінець секції підімкнемо до колекторної пластини, розташованої на відстані $y_k = y_1$.

Верхню сторону другої секції розмістимо у пазу, що відстоїть від першого паза на величину кроку

$$y = y_k = \frac{K \pm 1}{p} = \text{ц. ч.} \quad (3.9)$$

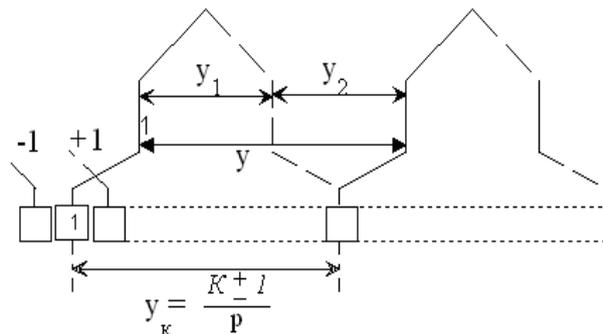


Рис. 3.19. Утворення XO

Оскільки перший крок $y_1 \approx \tau$, то, обминувши всю розточку статора, послідовно з'єднаємо p секцій. При цьому, у (3.9) знак «-» відповідає **лівоходовій (неперехресуваній)** обмотці, знак «+» — **правоходовій (перехресуваній)**.

При лівоходовій обмотці після обходу якоря секція приєднується до колекторної пластини, що знаходиться ліворуч від початкової. Правоходові обмотки не одержали практичного застосування.

3.4.1. Симетрична проста хвильова обмотка

Розглянемо обмотку з такими даними:

$$Z_e = 15; 2p = 4; S = K = 15.$$

Кроки обмотки:

$$y_1 = \frac{Z_e}{2p} - \xi = \frac{15}{4} - \xi = 3\frac{3}{4} - \frac{3}{4} = 3; \quad y = y_k = \frac{K-1}{p} = \frac{15-1}{2} = 7;$$

$$y_2 = y - y_1 = 4; \quad \tau = \frac{Z_e}{2p} = \frac{15}{4} = 3\frac{3}{4}; \quad y_{\text{щ}} = \tau = 3\frac{3}{4}.$$

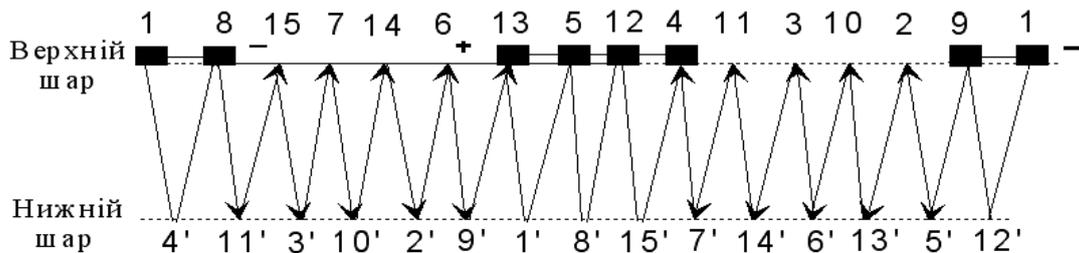


Рис. 3.20. Таблиця кроків простої ХО

Використовуючи таблицю кроків (рис. 3.20), побудуємо схему-розгортку обмотки (рис. 3.21). Після першого обходу перемістимося ліворуч (рис. 3.21) на одне зубцеве ділення та при цьому з'єднаємо послідовно секції, що розташовані під однойменними полюсами. Таким чином, є дві частини ОЯ із зустрічними напрямками ЕРС. Ці частини ОЯ утворюють паралельні гілки (рис. 3.20).

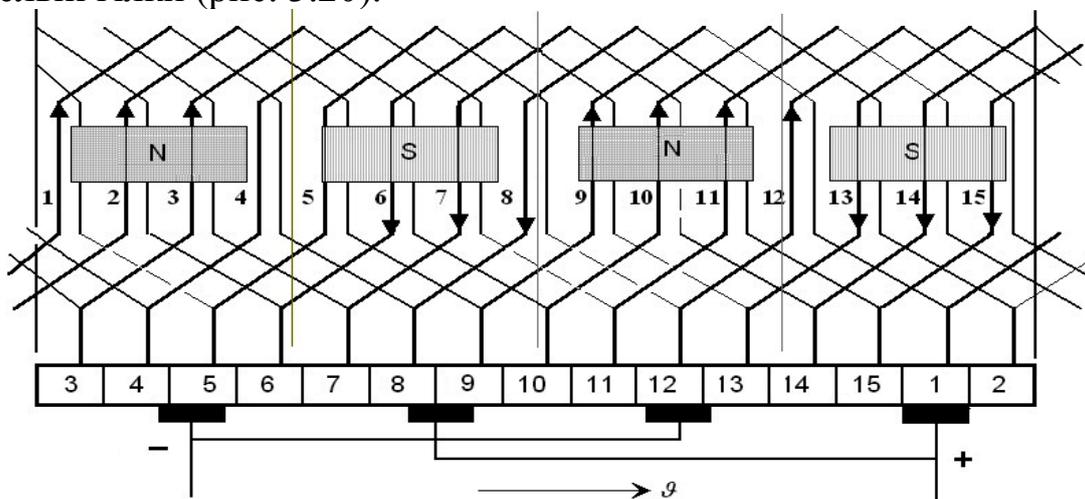


Рис. 3.21. Схема-розгортка простої ХО

Проста ХО має кількість паралельних гілок $2a = 2$. Кожна паралельна гілка проходить під всіма полюсами, магнітна несиметрія не викликає нерівності ЕРС, відпадає необхідність у зрівнювальних сполученнях.

Крім того, потенційний крок $y_{\Pi} = K/p \neq \text{ц. ч.}$, тобто обмотка не має точок з однаковим потенціалом. Для простої ХО достатньо встановити дві щітки.

Оскільки для результуючого кроку повинно виконуватися співвідношення $y = \frac{Z_e - 1}{p} = \text{ц. ч.}$, то для діставання симетричної ХО при парному p необхідно, щоб кількість елементарних пазів (Z_e) була непарним числом.

3.4.2. Несиметричні хвильові обмотки

При парному значенні чисел p та Z_e можна виконати ХО з кількістю колекторних пластин $K = Z_e - 1$.

Кінці однієї секції не приєднуються до колекторних пластин. Така обмотка називається ХО з *мертвою секцією*.

Приклад. $Z_e = 16$; $2p = 4$; $K = 15$; $2a = 2$;

$$\tau = \frac{16}{4}; \quad y_1 = \frac{16}{4} \pm \xi = 4; \quad y = \frac{K+1}{p} = 8; \quad y_2 = 4.$$

Складемо таблицю кроків (рис. 3.22) для секції завширшки 4 п. д. так, що верхня сторона її розміститься у 16-му пазу, а нижня у 4-му, та залишимо її непідімкненою до колектора.

Тоді при складанні таблиці кроків в схемі буде 15 активних сторін у верхньому шарі обмотки. При виконанні схеми частина секцій виконується з кроком $y_2 = 5$ (1–6, 2–7, 3–8 на рис. 3.22).

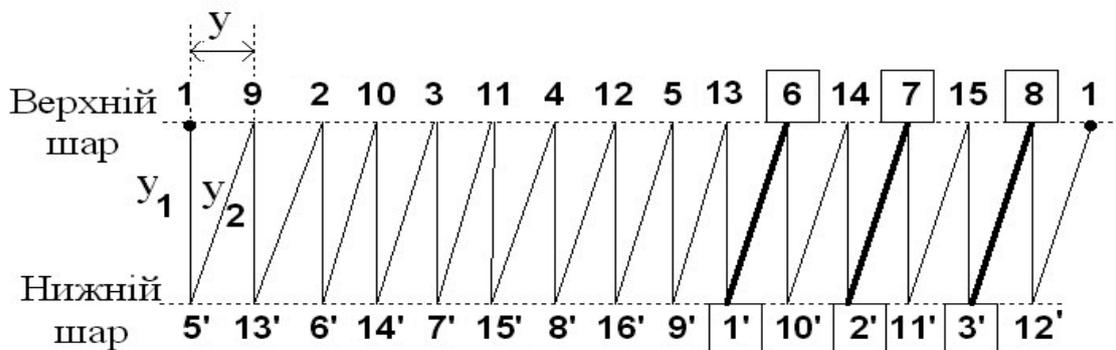


Рис. 3.22. Таблиця кроків ХО з мертвою секцією

При парному Z_e та парному значенні K можна виконати штучно замкнену хвильову обмотку.

Приклад. $Z_e = S = K = 16$; $2p = 4$; $2a = 2$.

При розрахунку кроків умовно вважаємо, що $Z_e = K = 17$, тоді

$$y_1 = \frac{17}{4} - \frac{1}{4} = 4; \quad y = y_k = \frac{17-1}{2} = 8; \quad y_2 = 4.$$

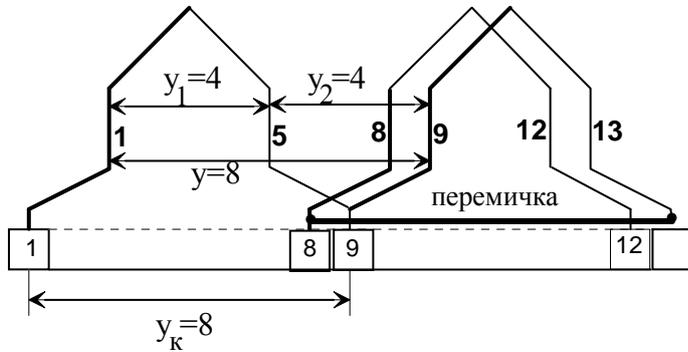


Рис. 3.23. Штучно замкнена секція

Після першого обходу (рис. 3.23) кінець 9-ї секції має бути підімкнений до 17-ї колекторної пластини, але оскільки її немає, то з'єднаємо перемичкою нижню сторону секції, розташовану у 13-му пазу, із 8-ю колекторною пластинною (початок 8-ї секції).

Після цього будемо виконувати обмотку звичайним чином за умови, що для кожної другої секції результуючий крок необхідно зменшити на одиницю, тобто $y = 7$ ($y_2 = 3$).

На рис. 3.24 показана схема кроків такої обмотки, де стрілкою відмічений результуючий крок $y = 7$.

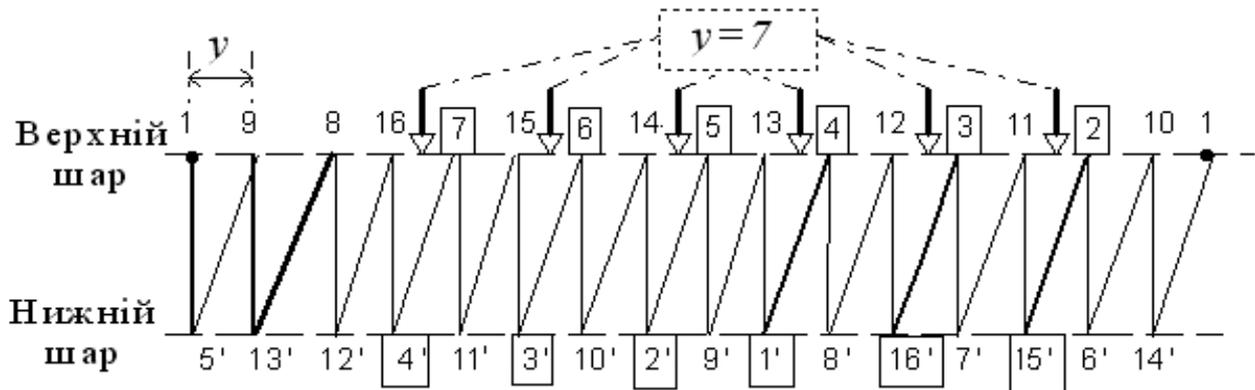


Рис. 3.24. Таблиця кроків штучно замкненої ХО

3.4.3. Складні хвильові обмотки

Складну ХО можна розглядати як поєднання m простих хвильових обмоток, що вмикаються паралельно за допомогою щіток. Кількість паралельних гілок $2a = 2m$. Виконання симетричної багатоходової обмотки можливо за умови $\frac{2p}{m} = \text{ц. ч.}$ Найбільша кількість ходів обмотки

$$m_{\max} = 2p, \quad \text{кількість паралельних гілок } 2a_{\max} = 4p.$$

Перший крок $y_1 = \frac{Z_e}{2p} \mp \xi$, результуючий крок ($y = y_1 + y_2$) складної

хвильової обмотки

$$y = y_k = \frac{Z_e \mp m}{p} = \frac{Z_e \mp a}{p}. \quad (3.10)$$

Приклад. $Z_e = S = K = 18$; $2p = 4$; $m = 2$ ($a = 2$);

$$y_1 = \frac{18}{4} \mp \xi = \frac{18}{4} - \frac{1}{2} = 4; \quad y = \frac{18-2}{2} = 8; \quad y_2 = 4; \quad \tau = \frac{18}{4}.$$

Таблиці кроків простої хвильової обмотки першого та другого ходів, зображені на рис. 3.25, показують – якщо Z_e та $2p$ не є взаємно простими числами, то хвильова обмотка є двократно замкненою двоходовою.

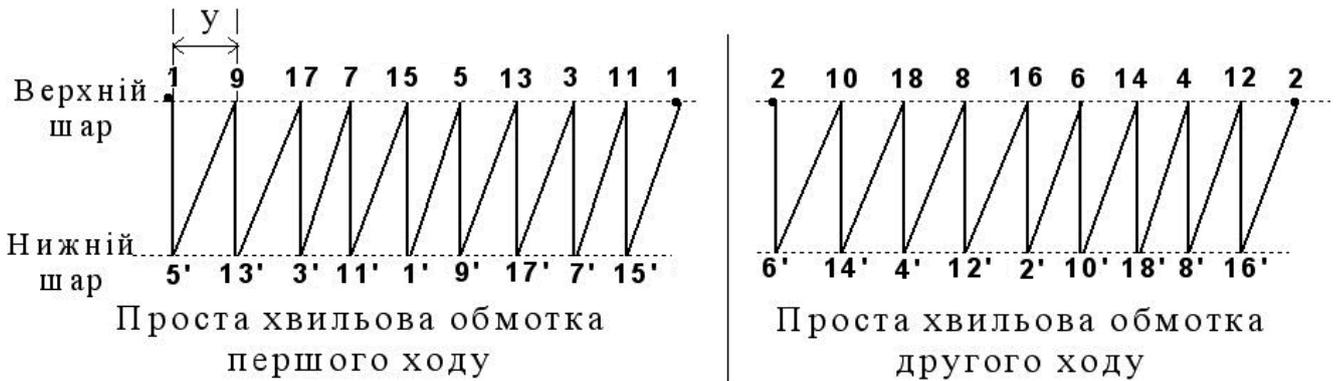


Рис. 3.25. Таблиці кроків двократно замкненої ХО

Приклад. $Z_e = S = K = 16$; $2p = 4$; $m = 2$ ($a = 2$);

$$y_1 = 16/4 = 4; \quad y = (16-2)/2 = 7; \quad y_2 = 3; \quad \tau = 16/4 = 4; \quad \alpha = 45 \text{ ел. град.}$$

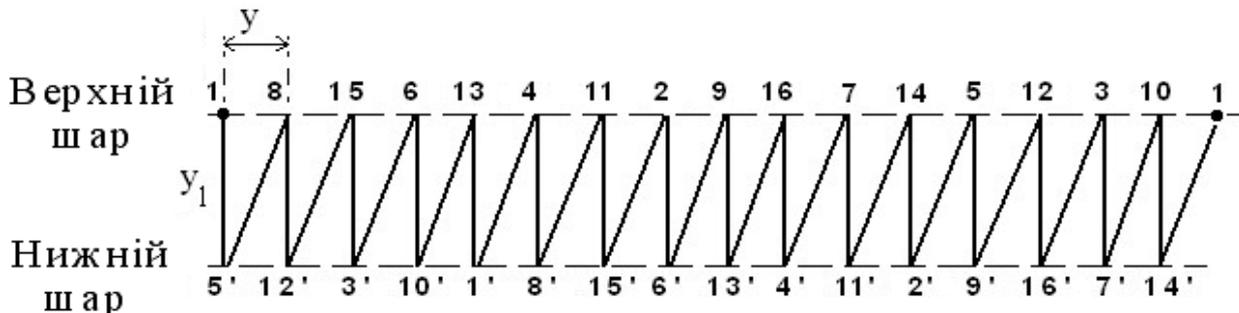


Рис. 3.26. Таблиця кроків однократно замкненої двоходової ХО

За схемою кроків (рис. 3.26) можна побудувати однократно замкнену двоходову складну хвильову обмотку. У складних ХО застосовують зрівнювачі II роду. Тип зрівнювача залежить від відношення p/m .

Якщо p/t дорівнює цілому числу, то зрівнювачі розташовують або з боку колектора, або – з боку лобових частин. Якщо p/t не дорівнює цілому числу, то зрівнювачі з'єднують точки теоретично рівного потенціалу на протилежних боках якоря.

Точки з рівними потенціалами визначаються за полігоном ЕРС (рис. 3.27).

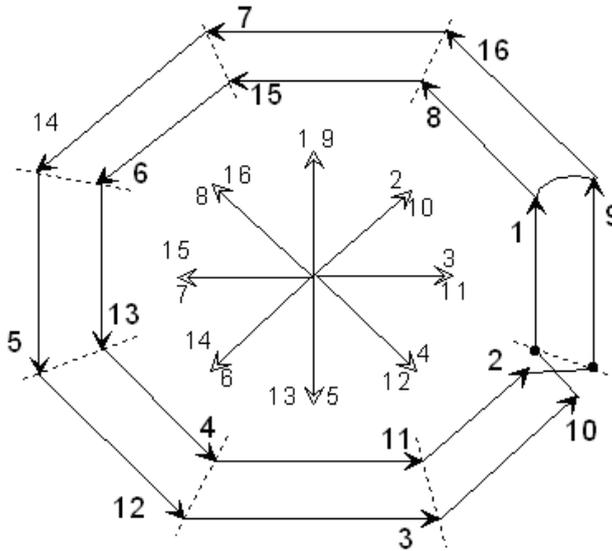


Рис. 3.27. Полігон ЕРС хвильової обмотки

3.5. Комбіновані обмотки

Комбінована обмотка (КО) являє собою комбінацію петльової та хвильової обмоток, розташованих в одних пазах та приєднаних до колектора (рис. 3.28), тобто у пазу розміщені чотири шари провідників, а до кожної колекторної пластини припаяні чотири провідники.

Перевагою комбінованої обмотки є велике число паралельних гілок. Ця обмотка може бути здійснена лише за умови рівності кількості паралельних гілок у хвильовій та петльовій обмотках. Для ПО $2a = 2p$, а для ХО $2a = 2m$, то хвильова обмотка виконується з числом ходів $m = p$. Кількість паралельних гілок комбінованої обмотки

$$2a = 2a_{\Pi} + 2a_{\text{В}} = 4a_{\Pi}. \quad (3.11)$$

У КО одна обмотка за відношенням до другої є зрівнювачем. Таким чином, відпадає необхідність у зовнішніх зрівнювальних сполученнях.

КО застосовується у машинах великої потужності, у машинах з різко змінним навантаженням, у швидкісних машинах, в яких ускладнене виконання зрівнювачів. Секції рівносекційної обмотки показані на рис. 3.29, розріз – на рис. 3.28. Кроки комбінованої обмотки

$$y_{1\Pi} + y_{1\text{В}} = 2\tau; \quad y_{\text{кП}} + y_{\text{кВ}} = K/p; \quad |y_{2\Pi}| = |y_{2\text{В}}|. \quad (3.12)$$

Ця обмотка має досить високий коефіцієнт заповнення паза.

Недолік – наявність великої кількості пайок у лобових частинах обмотки. Кількість паралельних гілок обмоток однакова, по кожній обмотці протікає половина струму, тобто кожна обмотка розраховується на половину потужності МПС.

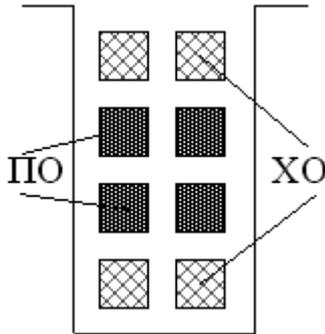


Рис. 3.28

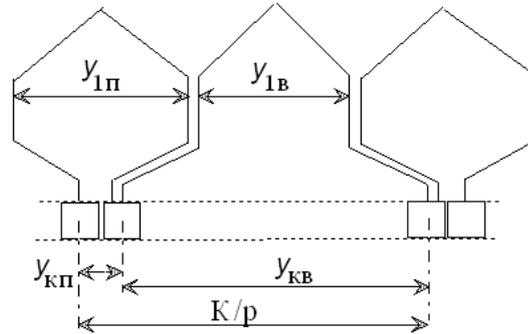


Рис. 3.29. Секції КО

3.6. Вибір типу обмотки якоря

Згідно з умовами задовільної комутації струм паралельної гілки обмежують значенням $i_a = (I_{ан} / 2a) \leq (250 \div 350) A$. Виходячи з цього, можна вибрати тип ОЯ (табл. 3.1).

Таблиця 3.1

До вибору типу обмотки якоря

$2p$	$I_{ан}, A$	Тип обмотки
2	—	Проста петльова
4	< 700	Проста хвильова
4	$700 < I_{ан} < 1400$	Проста петльова, комбінована
4	> 1400	Двоходова петльова, комбінована

4. ЕРС ТА ЕЛЕКТРОМАГНІТНИЙ МОМЕНТ

4.1. Електрорушійна сила обмотки якоря

У провідниках ОЯ, покладеної у пази якоря, наводиться ЕРС, напрямком якої визначається за правилом правої руки (рис. 4.1).

Миттєве значення ЕРС, індукованої у кожному активному провіднику ($l_{пр} = l_{\delta}$),

$$e_{пр} = B_x \cdot l_{\delta} \cdot \vartheta, \quad (4.1)$$

де B_x – індукція у точці x , в якій розміщений провідник активною довжиною l_{δ} , що переміщується відносно магнітного поля зі швидкістю ϑ_a .

Індукція магнітного поля розподіляється у повітряному зазорі вздовж розточки якоря за законом, близьким до трапецієвидного. Якщо виділити на полюсній поділці середнє значення індукції $B_{\text{ср}}$, то середнє значення ЕРС у провіднику

$$E_{\text{ср}} = B_{\text{ср}} \cdot l_{\delta} \cdot \vartheta_a. \quad (4.2)$$

Позначимо через N повну кількість провідників ОЯ, $2a$ – кількість паралельних гілок обмотки. На одну паралельну гілку припадає $N/2a$ провідників. Тоді ЕРС ОЯ (та ЕРС паралельної гілки ОЯ)

$$E_a = \sum_1^{N/2a} E_{\text{ср}} = \sum_1^{N/2a} B_{\text{ср}} \cdot l_{\delta} \cdot \vartheta_a = B_{\text{ср}} \cdot \frac{N}{2a} \cdot l_{\delta} \cdot \vartheta_a. \quad (4.3)$$

Лінійна швидкість

$$\vartheta_a = \pi \cdot D_a \cdot n / 60. \quad (4.4)$$

Полюсна поділка машини

$$\tau = \pi \cdot D_a / 2p. \quad (4.5)$$

З урахуванням формул (4.4), (4.5) ЕРС обмотки якоря

$$E_a = \frac{N}{2a} \cdot \frac{2p \cdot n}{60} \cdot \tau \cdot l_{\delta} \cdot B_{\text{ср}}. \quad (4.6)$$

Магнітний потік

$$\Phi = \tau \cdot l_{\delta} \cdot B_{\text{ср}} \quad (4.7)$$

та вираз для ЕРС має вигляд

$$E_a = \frac{p \cdot N}{60a} \cdot n \cdot \Phi. \quad (4.8)$$

Уводячи позначення

$$c_e = \frac{p \cdot N}{60a}, \quad (4.9)$$

ЕРС ОЯ з діаметральним кроком ($y_1 = \tau$) на щітках, розташованих на лініях геометричної нейтралі,

$$E_a = c_e \cdot n \cdot \Phi. \quad (4.10)$$

Якщо виразити частоту обертання машини (n) через кутову швидкість (Ω), тобто $n = 30 \cdot \Omega / \pi$, та підставити у рівняння (4.8), то ЕРС ОЯ

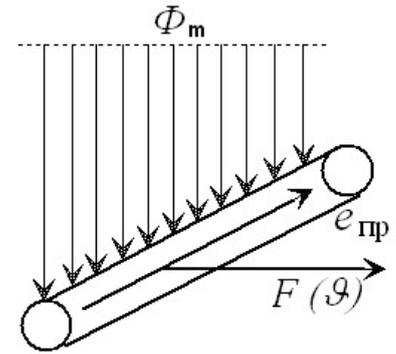


Рис. 4.1

$$E_a = \frac{p \cdot N}{2\pi \cdot a} \cdot \Omega \cdot \Phi = c \cdot \Omega \cdot \Phi, \quad (4.11)$$

де конструктивний коефіцієнт

$$c = \frac{p \cdot N}{2\pi \cdot a}. \quad (4.12)$$

4.2. Електромагнітний момент машини постійного струму

При протіканні струму по провіднику обмотки якоря на нього діє сила

$$f_x = B_x \cdot i_{\text{пр}} \cdot l_{\delta}. \quad (4.13)$$

Результуюча електромагнітна сила, що діє на всі N провідників ОЯ,

$$F_{\text{ем}} = \sum_1^N f_x = N \cdot f_{\text{ср}}. \quad (4.14)$$

З урахуванням середнього значення індукції у повітряному зазорі

$$F_{\text{ем}} = N \cdot B_{\text{ср}} \cdot i_{\text{пр}} \cdot l_{\delta} \quad (4.15)$$

струму паралельної гілки ОЯ $i_{\text{пр}} = I_a / 2a$ електромагнітний момент дорівнює

$$M_{\text{ем}} = F_{\text{ем}} \cdot \frac{D_a}{2} = N \cdot B_{\text{ср}} \cdot l_{\delta} \cdot \frac{I_a}{2a} \cdot \frac{D_a}{2}. \quad (4.16)$$

З урахуванням виразів (4.5) та (4.7)

$$M_{\text{ем}} = c \cdot \Phi \cdot I_a. \quad (4.17)$$

5. МАГНІТНЕ КОЛО

5.1. Загальні положення

Основним магнітним потоком МПС Φ_0 називається потік у повітряному зазорі машини на площі однієї полюсної поділки при неробочому ході машини. Величина Φ_0 визначає величину наведеної ЕРС.

На рис. 5.1 представлена частина поперечного розрізу чотириполюсної машини. Тут же показана середня лінія основного магнітного потоку. Сукупність ділянок, по яких проходить виділена лінія, утворює магнітне коло машини. Це магнітне коло складається з п'яти ділянок (рис. 5.1).

Крім основного магнітного потоку Φ_0 , існує потік розсіяння Φ_{σ} , не зчеплений з обмоткою якоря (рис. 5.1).

Таким чином, у сердечнику головного полюсу створюється результуючий потік

$$\Phi_{\Pi} = \Phi_0 + \Phi_{\sigma} = \Phi_0(1 + \Phi_{\sigma}/\Phi_0) = \Phi_0 \cdot \sigma_{\Gamma}.$$

Коефіцієнт σ_{Γ} називають коефіцієнтом розсіяння головного полюса

$$\sigma_{\Gamma} = 1,12 \dots 1,25.$$

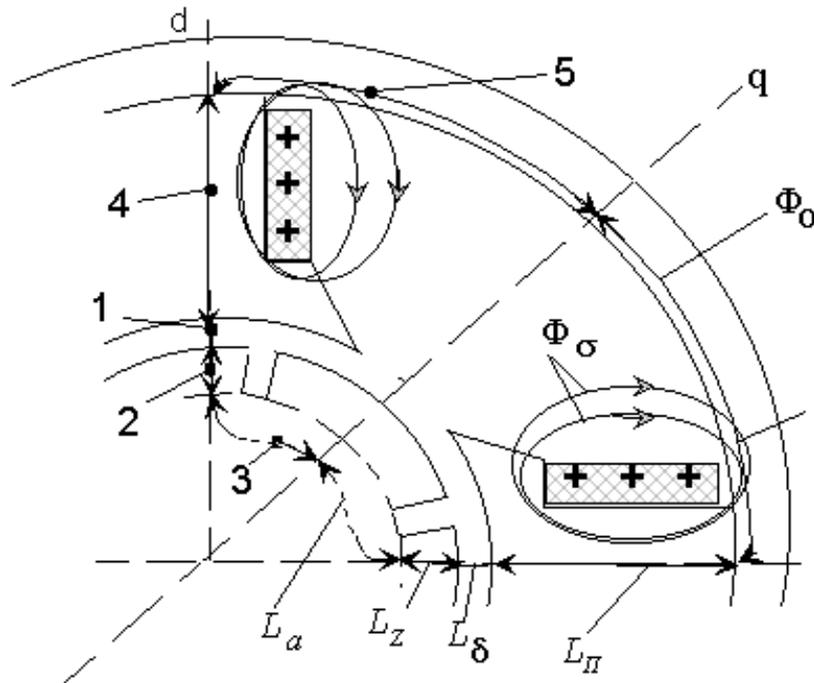


Рис. 5.1. Ескіз магнітного кола:

1 – повітряний зазор; 2 – зубці якоря; 3 – спинка якоря;
4 – головний полюс; 5 – станина

При розрахунку МПС виникає необхідність побудови залежності потоку Φ_0 від струму збудження i_3 . Ця задача розв'язується шляхом розрахунку магнітного кола машини на основі закону повного струму $\oint Hdl = F_0$. При цьому інтегрування замінюють складанням у межах виділених ділянок магнітного кола (рис. 5.1) на пару полюсів

$$F_0 = 2F_{\delta} + 2F_z + 2F_a + 2F_{\Pi} + 2F_c = 2 i_3 \cdot w_3 . \quad (5.1)$$

При розрахунку цієї суми будемо вважати, що магнітний потік Φ_0 та всі геометричні розміри відомі. Для будь-якої i -ї ділянки магнітного кола $F_i = \Phi_i \cdot R_{\mu i}$.

Магнітний опір $R_{\mu i} = l_i / \mu_i \cdot S_i$ буде найбільшим для повітряного зазору, оскільки $\mu_{\delta} = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн} \cdot \text{м}$, а для інших ділянок можна при-

йняти $\mu_i = \infty$. Виходячи з цього, найбільша частина повної МРС (до 80 %) припадає на повітряний зазор.

5.2. Повітряний зазор

Припустимо спочатку, що на якорі будуть відсутні пази та радіальні вентиляційні канали. При цьому вздовж полюсної поділки $\tau = \pi D/2p$ магнітне поле розподіляється за законом, близьким до трапецієвидного (рис. 5.2).

Дійсну трапецієвидну криву розподілу магнітної індукції у зазорі на полюсній поділці τ замінюють прямокутником із висотою B_δ та заширшки b_δ . Величина b_δ – розрахункова ширина полюсної дуги – визначається як $b_\delta = \alpha_\delta \cdot \tau$, де α_δ – розрахунковий коефіцієнт полюсної дуги: $\alpha_\delta = (0,62 \div 0,72)$ для МПС з додатковими полюсами та $\alpha_\delta = (0,7 \div 0,8)$ для МПС без додаткових полюсів.

Дійсна полюсна дуга b_p при рівномірному повітряному зазорі $b_p = b_\delta - 2\delta$, а для зазора, збільшеного під краями полюсного наконечника, $b_p = b_\delta$.

МПС, у яких якір виконаний без радіальних вентиляційних каналів, розрахункова довжина якоря $l_\delta = l_a$; у випадку, якщо якір має n_k вентиляційних каналів заширшки b_k ,

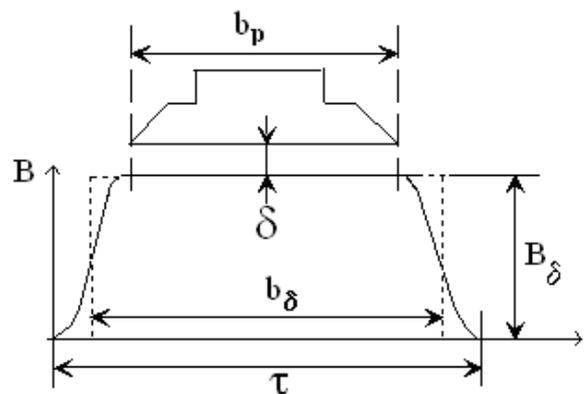


Рис. 5.2. Розподіл індукції у повітряному зазорі

$$l_\delta = l_a - 0,5 \cdot n_k \cdot b_k, \quad (5.2)$$

де l_a – конструктивна довжина якоря.

Магнітний потік у повітряному зазорі $\Phi_0 = B_\delta \cdot \alpha_\delta \cdot \tau \cdot l_\delta$,

звідки індукція у повітряному зазорі $B_\delta = \Phi_0 / (\alpha_\delta \cdot \tau \cdot l_\delta)$.

МРС повітряного зазору при гладкому якорі (А)

$$F_\delta = H_\delta \cdot \delta = B_\delta \cdot \delta / \mu_0 = 0,8 \cdot B_\delta \cdot \delta \cdot 10^6. \quad (5.3)$$

За наявності на якорі пазів магнітний потік у зазорі розподіляється нерівномірно (рис. 5.3) – у поверхні зубців магнітні лінії згущаються, а під

пазами – розряджаються. У результаті магнітний опір повітряного зазора $R_{\mu\delta} = \delta / (\mu_0 \cdot S_\delta)$ збільшується.

Це можна врахувати шляхом збільшення дійсного зазору (δ) до розрахункового значення

$$\delta' = \delta \cdot k_\delta, \quad (5.4)$$

де k_δ – коефіцієнт повітряного зазору, що визначається з рис. 5.3, як

$$k_\delta = B_\delta / B_{\delta\text{ср}}.$$

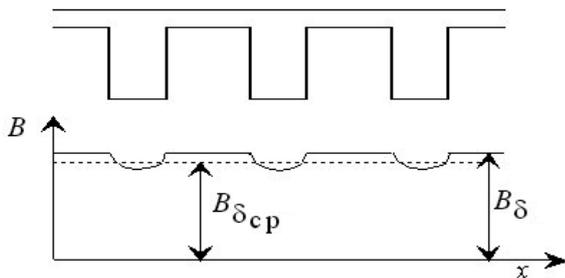


Рис. 5.3. Розподіл магнітного потоку у зазорі

На практиці для врахування зубцевості якоря використовують вираз

$$k_{\delta 1} = \frac{t_1 + 10\delta}{b_{z1} + 10\delta}, \quad (5.5)$$

де t_1 – зубцева поділлка якоря

$$t_1 = \pi \cdot D / Z_1;$$

b_{z1} – ширина зубця по зовнішньому діаметру якоря.

Якщо у пазах полюсних наконечників МПС розміщена компенсаційна обмотка, то вплив пазів на розподіл магнітного поля у зазорі враховує коефіцієнт $k_{\delta 2}$. Якщо на якорі є радіальні вентиляційні канали, то зміна розподілу індукції у зазорі по довжині машини враховує коефіцієнт $k_{\delta 3}$. У випадку, якщо обмотка якоря кріпиться у пазу бандажами, вплив бандажних канавок на магнітне поле необхідно врахувати коефіцієнтом $k_{\delta 4}$.

Підсумковий коефіцієнт $k_\delta = k_{\delta 1} \cdot k_{\delta 2} \cdot k_{\delta 3} \cdot k_{\delta 4}$.

МРС повітряного зазору МПС, А

$$F_\delta = 0,8 \cdot B_\delta \cdot \delta \cdot k_\delta \cdot 10^6. \quad (5.6)$$

5.3. Зубці якоря

Потік у повітряному зазорі на одну зубцеву поділлку t_1 (рис. 5.4)

$$\Phi_t = B_\delta \cdot t_1 \cdot l_\delta.$$

Розглянемо перетин зубця на відстані x від дна паза. Одна частина потоку Φ_t проходить через зубець (Φ_{zx}), друга – через паз ($\Phi_{пх}$),

$$\Phi_t = \Phi_{zx} + \Phi_{пх},$$

звідки можна записати, що $\frac{\Phi_t}{S_{zx}} = \frac{\Phi_{zx}}{S_{zx}} + \frac{\Phi_{пх}}{S_{zx}} \cdot \frac{S_{пх}}{S_{пх}}$,

де $\frac{\Phi_t}{S_{zx}}$ – розрахункова індукція B'_{zx} у зубці, тобто індукція при $\Phi_{пх} = 0$.

Дійсна індукція у зубці $B_{zx} = \Phi_{zx} / S_{zx}$,

де $S_{zx} = b_{zx} \cdot l_a \cdot \kappa_c$ – перетин зубця на висоті x . Тут l_a – довжина якоря;
 κ_c – коефіцієнт заповнення пакета якоря сталлю.

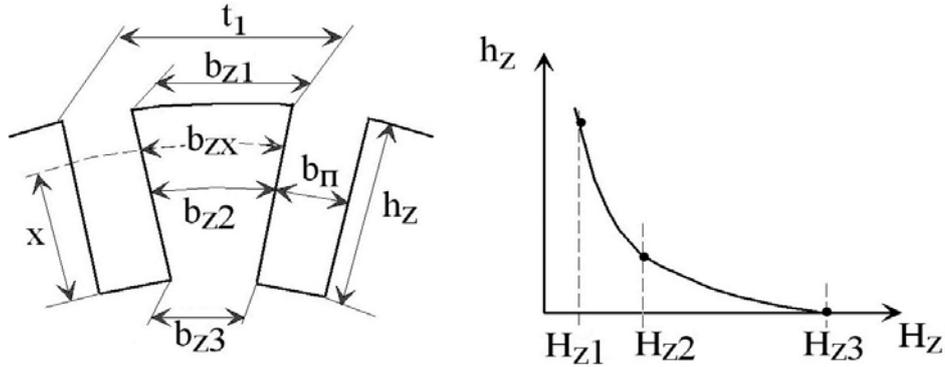


Рис. 5.4. До розрахунку МРС зубців якоря

Другу складову можна представити у вигляді

$$\frac{\Phi_{пх}}{S_{пх}} \cdot \frac{S_{пх}}{S_{zx}} = B_{пх} \cdot \kappa_{zx},$$

де $\kappa_{zx} = \frac{S_{пх}}{S_{zx}}$ – зубцевий коефіцієнт.

Оскільки паз та зубець ввімкнуті у магнітному відношенні паралельно, то індукція $B_{пх}$ створюється намагнічуючою силою $H_{пх} = H_{zx}$. Отже,

$$B'_{zx} = B_{zx} + \mu_0 \cdot H_{zx} \cdot \kappa_{zx}. \quad (5.7)$$

Визначити дійсне значення напруженості магнітного поля можна, якщо скористатися залежностями $B = f(H)$, побудованими для різноманітних значень κ_{zx} , або застосувати характеристику намагнічування сталі та рівняння (5.7). Якщо виконати розрахунок для декількох перетинів зубця, то можна побудувати залежність $H_z = f(h_z)$ (рис. 5.4).

Розрахункові значення напруженості магнітного поля у зубці визначають за співвідношенням

$$H_z = \frac{1}{6} (H_{z1} + 4H_{z2} + H_{z3}), \quad (5.8)$$

де H_{z1} , H_{z2} , H_{z3} – напруженість магнітного поля для трьох перетинів зубця (рис. 5.4).

МРС зубцевого шару

$$F_z = H_z \cdot h_z. \quad (5.9)$$

Часто для спрощення розраховується індукція у перетині зубця, розташованому на $1/3$ його висоти, рахуючи від дна паза ($B_{z1/3}$). У цьому випадку МРС зубцевого шару

$$F_z = H_{z1/3} \cdot h_z.$$

5.4. Спинка якоря

Оскільки потік полюсів у спинці розподіляється на дві частини, то індукція у спинці якоря висотою h_a

$$B_a = \frac{\Phi_0}{2 \cdot l_a \cdot h_a \cdot k_c}. \quad (5.10)$$

Для якорів без аксіальних каналів

$$h_a = \frac{D_a - 2h_z - d_{\text{вал}}}{2}.$$

За наявності n_k аксіальних вентиляційних каналів діаметром d_k

$$h_a = \frac{D_a - 2h_z - d_{\text{вал}}}{2} - \frac{2}{3} \cdot n_k \cdot d_k.$$

Довжина середньої силової лінії у спинці

$$L_a = \frac{\pi(D_a - 2h_z - h_a)}{2 \cdot 2p} + \frac{h_a}{2}. \quad (5.11)$$

МДС спинки якоря

$$F_a = H_a \cdot L_a. \quad (5.12)$$

5.5. Головні полюси

Обмотка збудження створює, крім основного потоку Φ_0 , також потік розсіяння Φ_σ (рис. 5.1). З урахуванням значення коефіцієнта розсіяння $\sigma_\Gamma = (1,15 \dots 1,25)$, де більші значення відносяться до багатополюсних машин, індукція у головному полюсі

$$B_\Pi = \frac{\sigma_\Gamma \cdot \Phi_0}{l_\Pi \cdot b_\Pi \cdot k_c}, \quad (5.13)$$

де l_Π , b_Π , k_c – відповідно довжина, ширина головного полюсу та коефіцієнт заповнення сталлю.

МРС головного полюса висотою h_Π

$$F_\Pi = H_\Pi \cdot h_\Pi. \quad (5.14)$$

5.6. Станина

При вході у станину магнітний потік полюса розділяється (рис. 5.1), тому індукція у станині

$$B_c = \frac{\sigma_r \cdot \Phi_0}{2 \cdot l_c \cdot h_c}, \quad (5.15)$$

де l_c , h_c – довжина та висота (товщина) станини.

Середня довжина силової лінії у станині (рис. 5.1)

$$L_c = \frac{\pi [D_a + 2(\delta + h_r) + h_c]}{2 \cdot 2p} + \frac{h_c}{2}. \quad (5.16)$$

МРС станини

$$F_c = H_c \cdot L_c. \quad (5.17)$$

5.7. Характеристика намагнічування МПС

Повна МРС машини постійного струму (на полюс)

$$F_0 = F_\delta + F_z + F_a + F_{II} + F_c = i_3 \cdot w_3, \quad (5.18)$$

де i_3 , w_3 – струм та кількість витків обмотки збудження.

Якщо виконати перелічені розрахунки для ряду значень магнітного потоку Φ_0 , то можна побудувати залежність $\Phi_0 = f(F_0)$ – характеристику намагнічування машини.

Початкова частина характеристики намагнічування (рис. 5.5) відповідає ненасиченому стану магнітного кола.

Якщо провести дотичну до початкової частини характеристики, то дістаємо залежність $\Phi_0 = f(F_\delta)$.

Міра насичення магнітного кола МПС характеризується коефіцієнтом насичення

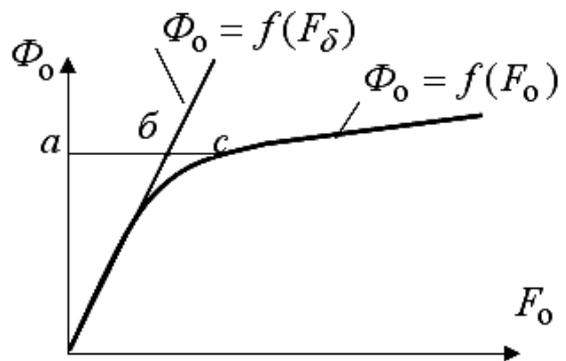


Рис 5.5. Характеристика намагнічування МПС

$$k_\mu = \frac{F_0}{F_\delta} = 1 + \frac{F_z + F_a + F_{II} + F_c}{F_\delta} = \frac{ac}{ab} = 1 + \frac{bc}{ab}. \quad (5.19)$$

При ненасиченій магнітній системі недостатньо використання конструктивного об'єму, машина буде важкою.

При дуже насиченій системі зростає МРС збудження, збільшується об'єм обмотки збудження, втрати на збудження.

Тому робоча точка обирається на коліні характеристики намагнічування або трохи вище.

При цьому $k_{\mu} \leq 1,8$.

6. МАГНІТНЕ ПОЛЕ

У МПС є дві системи провідників зі струмом:

- обмотка збудження, що розташована на головних полюсах з постійним струмом;
- обмотка якоря зі змінним струмом.

Таким чином, можна виділити дві складові магнітного поля МПС, що створюють єдине результуюче магнітне поле:

- основне поле; – поле якоря.

Розкладання результуючого поля застосовується для простоти аналізу. При цьому застосовується метод накладання (суперпозиції), який припускає окремий розгляд основного поля та поля якоря, а результуючу картину одержують їхнім суміщенням.

Цей метод дає вірні результати, якщо насичення магнітного кола машини залишається постійним, тобто $\mu = const$.

6.1. Магнітне поле при неробочому ході

Основне поле виникає при неробочому ході збудженої машини. Картина поля (рис. 6.1) має симетричний характер відносно осі полюсів ($d-d$).

Якщо зобразити розподіл індукції $B_{\delta}(x)$ у повітряному зазорі (рис. 6.2), то він має вид трапеції. При цьому впродовж полюсної дуги (b_p) індукція буде незмінною, так як при $\delta = const$ $\Phi = F / R_{\mu} = const$, у точках, що лежать на лініях геометричної нейтралі, індукція дорівнює нулю.

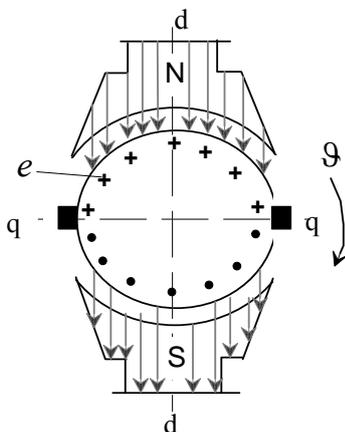


Рис. 6.1

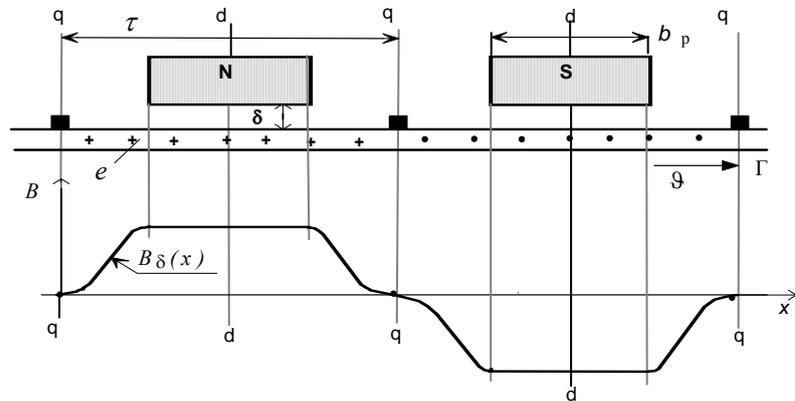


Рис. 6.2. Розподіл основного магнітного поля

Геометричною нейтраллю ($q-q$) називають лінію, що проходить посередині між основними полюсами машини.

Під **фізичною нейтраллю** ($n-n$) вважають лінію, що проходить через точки на поверхні якоря, у яких індукція магнітного поля дорівнює нулю.

У режимі неробочого ходу лінії геометричної та фізичної нейтралей збігаються.

6.2. Магнітне поле якоря

Поле якоря утворюється, коли машина не збуджена, а до обмотки якоря підводиться струм через щітки, встановлені на лінії геометричної нейтралі. Магнітне поле, створене системою провідників ОЯ (що визначається за правилом буравчика), симетрично відносно лінії $q-q$ (рис. 6.3).

Ось магнітного поля збігається з віссю щіток. Виділимо трубку потоку на відстані x від осі полюса (рис. 6.4) та запишемо для неї закон повного струму

$$\oint H \cdot dl = \sum i \cdot w. \quad (6.1)$$

Будемо зневажати падінням магнітного потенціалу у сталі ($\mu_{ст} = \infty$). Тоді замість $\oint Hdl$ можна записати

$$2H_{\delta_x} \cdot \delta_x = 2N_x \cdot I_a = 2 \frac{N \cdot I_a}{\pi \cdot D_a} \cdot x = 2A \cdot x,$$

де $A = \frac{I_a \cdot N}{2a \cdot \pi \cdot D_a}$ – лінійне навантаження якоря, тобто кількість ампер провідників, що припадає на одиницю довжини розточки якоря;

N – кількість провідників обмотки якоря.

МРС якоря $F_{aqx} = H_{\delta_x} \cdot \delta_x = \pm A \cdot x$, на підставі чого можна представити розподіл $F_{aq} = f(x)$ (рис. 6.4). При цьому слід врахувати, що зміна знака струму якоря змінює знак МРС.

Найбільше значення МРС досягає у точках на лініях геометричної нейтралі, у яких $x = \frac{\tau}{2}$, а МРС

$$F_{aqm} = A \cdot \frac{\tau}{2}. \quad (6.2)$$

На краю полюсного наконечника ($x = b_p/2$) МРС якоря

$$F_{aq} = A \cdot \frac{b_p}{2}. \quad (6.3)$$

Графік розподілу індукції поля якоря $B_{aq} = f(x)$ показаний на рис. 6.4.

$$B_{aqx} = \mu_0 \cdot H_{\delta x} = \mu_0 \cdot A \cdot \frac{x}{\delta_x} = \frac{\mu_0}{\delta_x} \cdot F_{aqx} = \lambda_{\delta} \cdot F_{aqx},$$

де $\lambda_{\delta} = \frac{\mu_0}{\delta_x}$ – магнітна провідність зазору, що припадає на одиницю площі зазору.

У межах полюсної дуги (при $\delta = const$) провідність $\lambda_{\delta} = const$ та залежність $B_{aq}(x)$ повторює характер залежності $F_{aq}(x)$. У просторі між полюсами збільшується довжина силової лінії у повітрі і відповідно зменшується $\lambda_{\delta}(x)$ та індукція $B_{aq}(x)$.

Найменше значення індукції B_{aq} буде у точці, що лежить на лінії геометричної нейтралі ($q-q$). Зміна індукції поля якоря $B_{aq}(x)$ у діапазоні $x = \left(\frac{b_p}{2} \div \frac{\tau}{2} \right)$ носить нелінійний характер, що обумовлено складним законом зміни $\lambda_{\delta}(x)$.

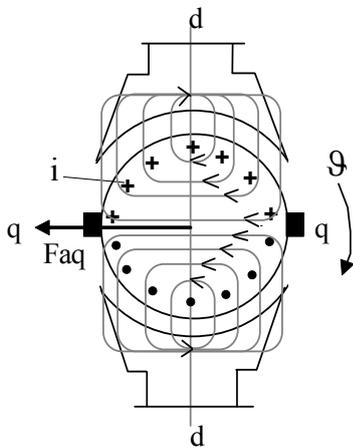


Рис. 6.3

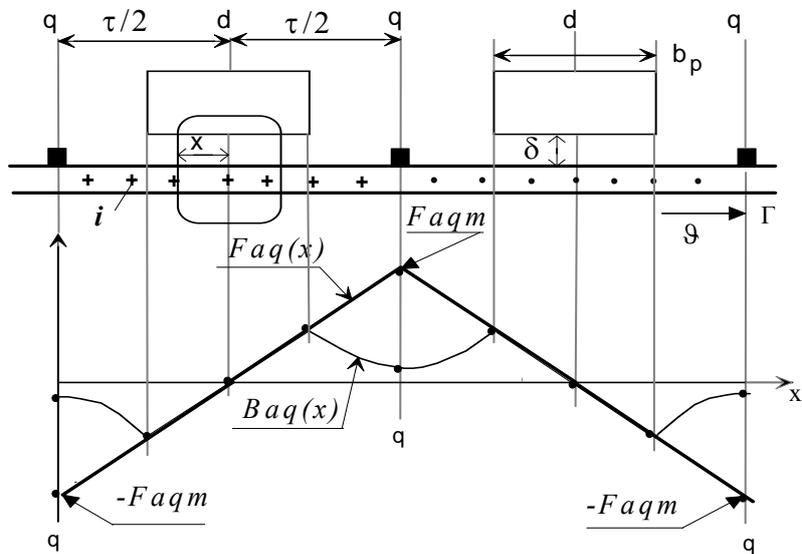


Рис. 6.4. Поле якоря

При щітках, розташованих на лінії геометричної нейтралі, поле якоря замикається по поперечній осі та носить назву поперечної реакції якоря.

6.3. Магнітне поле при навантаженні

Під впливом поля якоря розподіл основного поля (рис. 6.2) змінюється. Вплив поля якоря на основне магнітне поле називають реакцією якоря.

Представимо якір у розгорнутому вигляді (рис. 6.5) та зобразимо залежності $B_{\delta}(x)$ та $B_{aq}(x)$, відповідні полю збудження і полю якоря машини. Результируючу характеристику $B_{\Sigma}(x)$ дістаємо шляхом складання ординат кривих $B_{\delta}(x)$ і $B_{aq}(x)$.

Під одним з країв полюсної дуги магнітні поля збудження і якоря складаються, ця частина полюса насичується.

Арифметичне складання ординат кривих $B_{\delta}(x)$ і $B_{aq}(x)$ можливо лише при ненасиченій магнітній системі. Тому дійсна крива $B_{\Sigma}(x)$ (рис. 6.5, крива 2) буде проходити нижче від кривої 1, одержаної для ненасиченої машини. У результаті дії магнітного поля якоря на основне магнітне поле машини крива розподілу основного поля деформується.

У випадку насиченої машини (що практично завжди має місце) збільшення індукції під збігаючим краєм полюса (при роботі МПС у режимі генератора) менш, ніж зменшення поля під набігаючим краєм полюсу, що призводить до зменшення магнітного потоку полюсу при переході від неробочого ходу до роботи під навантаженням.

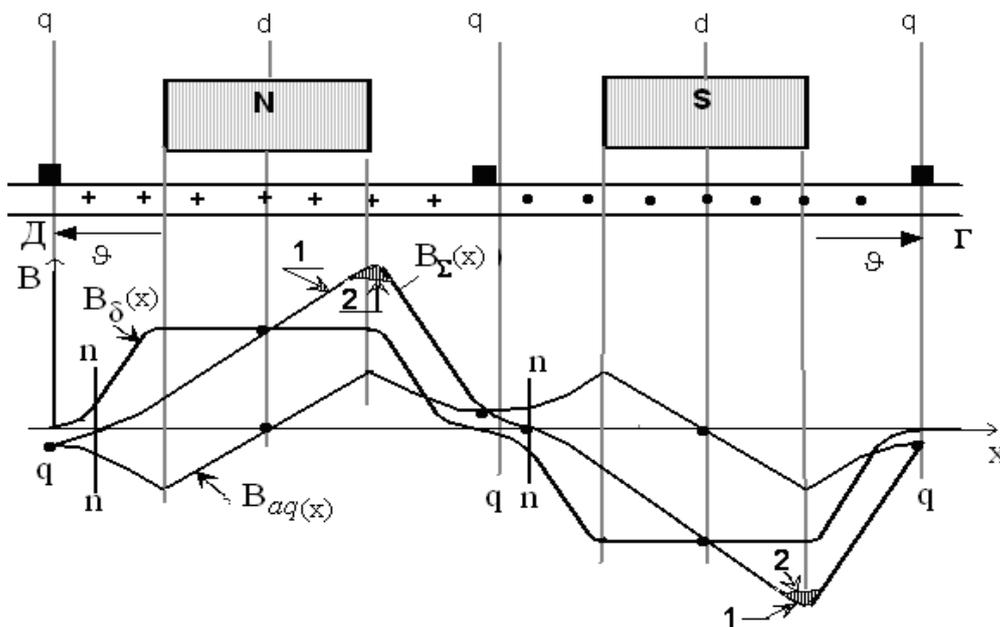


Рис. 6.5. Розподіл магнітного поля при навантаженні

Найбільше значення індукції у повітряному зазорі при переході до режиму навантаження зростає, що призводить до збільшення напруги між сусідніми колекторними пластинами та може призвести до пробоя ізоляції між пластинами.

Лінія фізичної ($n-n$) нейтралі зміщується відносно лінії геометричної ($q-q$) нейтралі за напрямом обертання МПС у генераторному режимі та у секції ОЯ, що комутується, буде наводитися ЕРС від поперечного поля якоря, що погіршує комутацію машини. На частині полюсної дуги магніт-

не поле може змінювати знак, тобто може відбуватися перекидання магнітного поля.

6.4. Кількісне врахування поперечної реакції якоря

Якщо виконати розрахунок магнітного кола машини, то можна побудувати перехідну характеристику машини (рис.6.6) – залежність $B_{\delta} = f(F_{\delta za})$, де $F_{\delta za}$ – МРС ділянок перехідного шару машини, що містить повітряний зазор, зубцеву зону якоря та спинку якоря МПС.

Вважаючи, що у режимі неробочого ходу для будь-якої силової лінії основного поля МРС перехідного шару незмінна і дорівнює $F_{\delta za}$, а МРС поля якоря на краях полюсної дуги – $F_{aq} = \pm 0,5 \cdot A \cdot b_p$, результуюча МРС у режимі навантаження для краю полюса, що збігає, – $F_{\delta za} + 0,5A \cdot b_p$, для краю полюса, що набігає, – $F_{\delta za} - 0,5A \cdot b_p$.

Відкладаючи на перехідній характеристиці (рис. 6.6.) ліворуч та праворуч від лінії ab величину $0,5A \cdot b_p$ (визначаємо значення МРС $F_{\delta za}$), дістаємо прямокутник $cehg$, площа якого визначає потік полюса у режимі неробочого ходу, та криволінійний прямокутник $dehf$, площа якого визначає потік полюса при навантаженні.

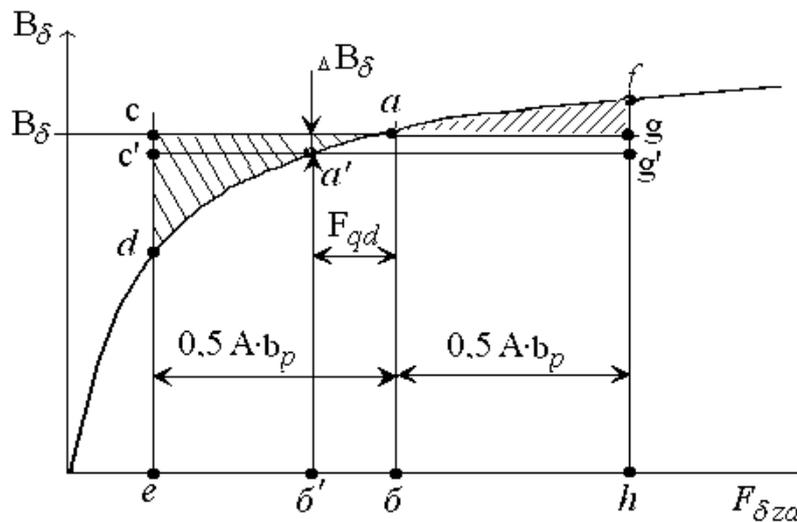


Рис. 6.6. До визначення F_{qd}

Оскільки зменшення магнітного потоку (площа трикутника acd) більше від його збільшення (площа трикутника afg), то відбувається зменшення результуючого магнітного потоку машини, що характеризується зменшенням індукції у повітряному зазорі на величину ΔB_{δ} (рис. 6.6). Для

того щоб потік полюса залишився незмінним, необхідно МРС ОЗ збільшити на величину F_{qd} , еквівалентну розмагнічуючій дії поля якоря.

Якщо пересувати лінію cg униз, то можна знайти таке її положення, при якому площі криволінійних трикутників $a'c'd$ та $a'fg'$ будуть рівні.

Якщо нове положення лінії ab позначити через $a'b'$, то можна визначити величину F_{qd} за рис. 6.6.

При розрахунку F_{qd} використовується метод Г. Н. Петрова, який ґрунтується на визначенні площі криволінійного прямокутника $dehf$ за формулою Сімпсона

$$F_{qd} = \frac{1}{6} \cdot \frac{\overline{cd} - \overline{fg}}{\overline{cd} + \overline{fg}} \cdot A \cdot b_p. \quad (6.4)$$

6.5. Поле якоря при зсуві щіток

При зсуві щіток з лінії геометричної нейтралі ($q-q$) на кут 90° , тобто при розташуванні їх по осі полюсів, створене якорем магнітне поле буде поздовжнім (направлене вздовж полюсів). При цьому залежно від напрямку струму в якорі воно буде діяти або згідно, або зустрічно із основним полем.

Якщо щітки зсунуті з лінії геометричної нейтралі (рис. 6.7, а) на деякий кут $0 < \beta < 90^\circ$, то в цьому випадку поверхню якоря можна розбити на дві пари симетричних секторів (рис. 6.7, б, в).

Струми першої пари секторів (рис. 6.7, б) створюють поперечне поле якоря – $F_{aq} = F_a \cdot \sin(\beta)$, а струми другої пари (рис. 6.7, в) – поздовжнє поле якоря – $F_{ad} = F_a \cdot \cos(\beta)$.

З рис. 6.7 видно, що при зсуві щіток за напрямком обертання двигуна або проти напрямку обертання генератора виникає поздовжня намагнічуюча МРС якоря. При зсуві щіток у протилежний напрямок буде діяти розмагнічуюча МРС якоря.

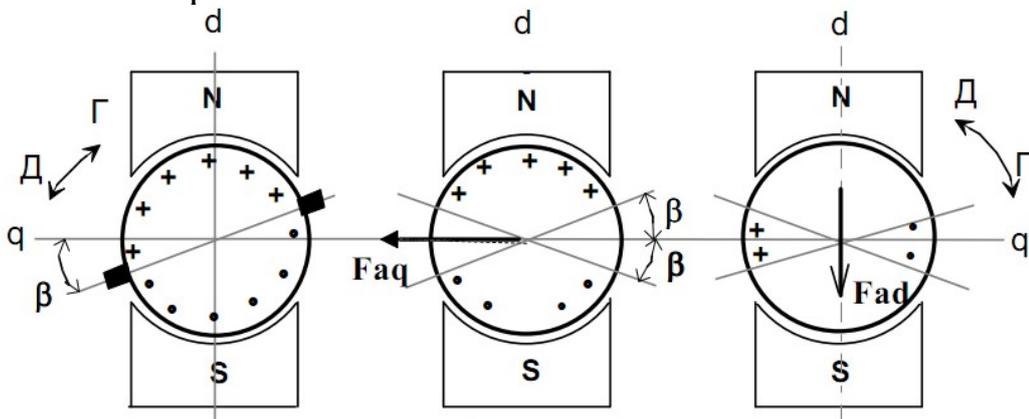


Рис. 6.7. МРС якоря при зсуві щіток

Для компенсації дії МРС F_{ad} необхідно збільшити МРС збудження, якщо поздовжня реакція якоря (F_{ad}) розмагнічуюча, або зменшити МРС збудження, якщо МРС F_{ad} намагнічуюча.

6.6. Поліпшення форми кривої розподілу магнітного поля

Для поліпшення форми кривої розподілу індукції у повітряному зазорі ($B_{\Sigma}(x)$ на рис. 6.4) у МПС застосовується компенсаційна обмотка, що розташовується у пазах полюсних наконечників головних полюсів та вмикається послідовно з якорем.

При цьому для достатньо повної компенсації повинно виконуватися таке співвідношення лінійного навантаження КО (A_K) та якоря (A):

$$A_K \approx (0,85 \div 1,15) \cdot A.$$

На рис. 6.8 представлені залежності $F_{aq} = A \cdot x$ та $F_{ко}(x)$. У просторі між полюсами МРС КО незмінна і зберігає значення на краю полюсної дуги. Результируюча крива $(F_{aq} + F_{ко}) = f(x)$ показує, що у межах полюсної дуги МРС якоря компенсується, а у просторі між полюсами залишається невелика некомпенсована МРС, але внаслідок того, що довжина силових ліній поля у цій зоні велика, утворюється відносно слабке магнітне поле.

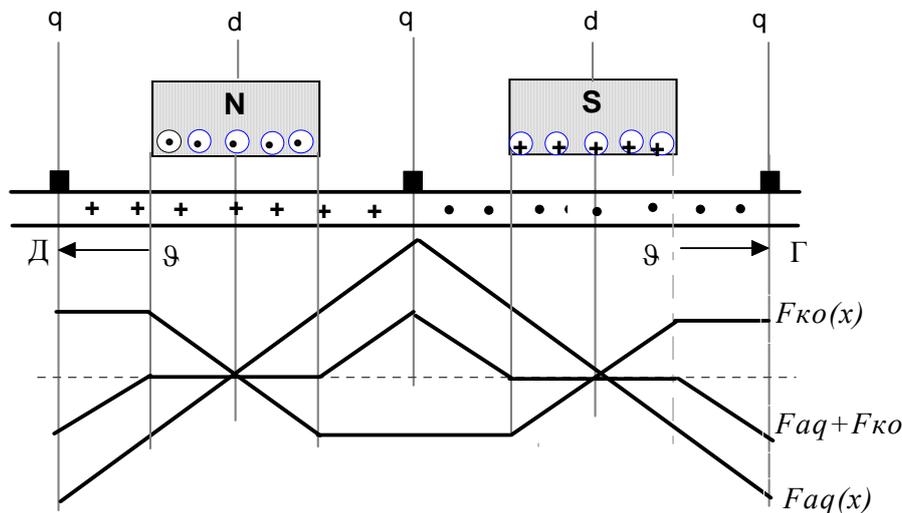


Рис. 6.8. Розподіл МРС

З метою зменшення впливу поля якоря повітряний зазор у МПС виконують нерівномірним, а саме: ексцентричним, клиноподібним або частково розширеним. У цих випадках повітряний зазор буде найбільшим на краю полюсної дуги.

При цьому магнітна проникність λ_δ цієї зони зазору зменшується, що призводить до зменшення індукції поперечного поля $B_{aq}(x)$ (рис. 6.4) та, відповідно, до зменшення деформації кривої $B_\Sigma(x)$.

Так як найбільший вплив поля якоря на поле збудження має місце при рівномірному повітряному зазорі, то в таких машинах повинна застосовуватися компенсаційна обмотка.

7. КОМУТАЦІЯ МАШИН ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

7.1. Загальні положення

Розглянемо зміну струму в секції петльової обмотки якоря при його обертанні (рис. 7.1). При переміщенні секції 1 вздовж полюсної дуги струм у ній зберігає значення $i_a = I_a / 2a$ (рис. 7.1,а,в,г).

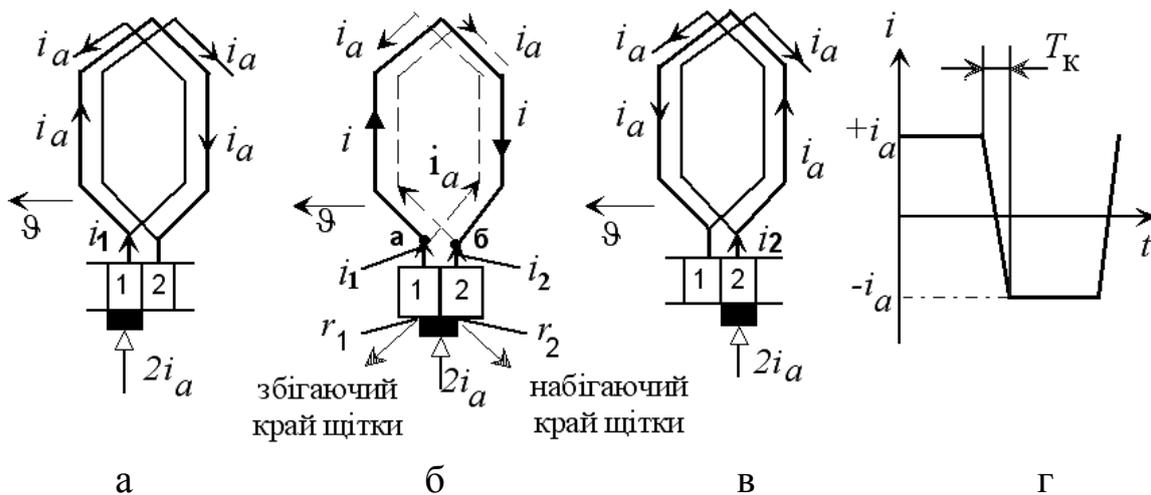


Рис. 7.1. Зміна струму в секції простої ПО

При переході секції в іншу паралельну гілку струм у ній змінює свій напрямок (рис. 7.1,в). Під комутацією розуміють процес переходу секції з однієї паралельної гілки в іншу. Процеси, що відбуваються при цьому в секції ОЯ, називають комутаційними.

Початком комутаційного процесу в першій секції ОЯ вважається момент часу, коли край щітки, що набігає, торкнеться другої колекторної пластини (рис. 7.1,а), закінчення комутації – розрив контакту між краєм щітки, що збігає, та першою колекторною пластиною (рис. 7.1,в).

З точки зору експлуатації важливо, щоб комутація відбувалася без значного іскріння під щіткою, так як це псує поверхні колектора та щіток і може призвести до кругового вогню по колектору та замиканню секцій ОЯ шляхом електричної дуги. Час, протягом якого секція переходить з

однієї паралельної гілки в іншу (рис. 7.1,б,г), називають періодом комутації (T_K), тобто це час переміщення колектора з числом колекторних пластин K , що обертається зі швидкістю ϑ_K , на ширину щітки $b_{щ}$

$$T_K = b_{щ} / \vartheta_K. \quad (7.1)$$

Колекторне ділення $t_K = \pi \cdot D_K / K$, звідки

$$D_K = \frac{t_K \cdot K}{\pi}. \quad (7.2)$$

Коефіцієнт щіткового перекриття $\beta_K = b_{щ} / t_K$.

Для надійної комутації приймається $\beta_K = (2 \div 4)$.

Оскільки $\vartheta_K = \frac{\pi \cdot D_K \cdot n}{60} = \frac{t_K \cdot K \cdot n}{60}$, то

$$T_K = \frac{b_{щ}}{\vartheta_K} = \frac{\beta_K \cdot t_K \cdot 60}{t_K \cdot K \cdot n} = \frac{\beta_K \cdot 60}{K \cdot n}. \quad (7.3)$$

Якщо $K = 100$, $n = 1500 \text{ об / хв}$, $\beta_K = 2,5$, то $T_K = \frac{2,5 \cdot 60}{100 \cdot 1500} = 0,001 \text{ с}$.

Таким чином, комутаційний процес протікає швидко.

7.2. Основне рівняння комутації

Для секції ПО, що замкнена щіткою накоротко (рис. 7.1,б), можна представити схему заміщення (рис. 7.2), де r_1 , r_2 – опори перехідних контактів щітки з колекторною пластиною під краями щітки, що збігаються (r_1) та набігають (r_2) (рис. 7.1).

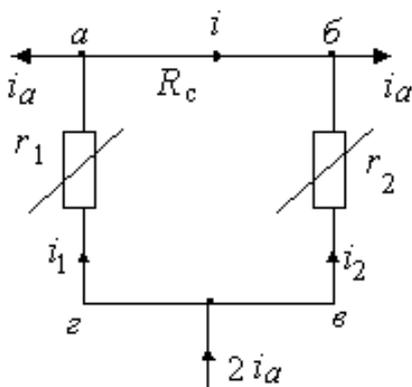


Рис. 7.2

Для контура $abвг$ (рис. 7.2) за другим законом Кірхгофа можна записати рівняння

$$i_1 \cdot r_1 + i \cdot R_c - i_2 \cdot r_2 = \Sigma e. \quad (7.4)$$

Будемо нехтувати завтовшки ізоляції між пластинами та вважати, що ширина щітки ($b_{щ}$) дорівнює ширині колекторної пластини (t_K).

Будемо нехтувати опором самої секції та єднальних проводів (R_c). Тоді рівняння Кірхгофа приймає вигляд

$$i_1 \cdot r_1 - i_2 \cdot r_2 = \Sigma e, \quad (7.5)$$

де Σe – сума ЕРС, наведених у секції, що замкнена, яка складається з ЕРС само- та взаємоіндукції і ЕРС від зовнішнього магнітного поля, що має місце у зоні комутації.

Під зоною комутації розуміють частину кола якоря, на якій розміщені сторони секції, що комутується.

Запишемо рівняння за першим законом Кірхгофа для вузлів a та b короткозамкненої секції (рис. 7.1,б та 7.2):

$$\begin{cases} i_1 = i_a + i; \\ i_2 = i_a - i, \end{cases} \quad (7.6)$$

де i_a – струм паралельної гілки; i – струм секції, що комутується.

Підставляючи рівняння (7.6) в формулу (7.5), дістаємо вираз для струму у секції ОЯ, що комутується, у вигляді

$$i = i_a \cdot \frac{r_2 - r_1}{r_2 + r_1} + \frac{\Sigma e}{r_2 + r_1} = i_{\text{л}} + i_{\text{д}}, \quad (7.7)$$

де $i_{\text{л}} = i_a \cdot \frac{r_2 - r_1}{r_2 + r_1}$ – основний струм комутації; $i_{\text{д}} = \frac{\Sigma e}{r_2 + r_1}$ – додатковий струм комутації.

Припустимо, що опори r_1 та r_2 не залежать від густини струму під щіткою та обернено пропорційні площі дотику щітки з колекторною пластинною $S_{\text{щ1}}$ та $S_{\text{щ2}}$, а також, що струми i_1 та i_2 розподілені рівномірно по площі зіткнення, тоді

$$\frac{r_1}{r_2} = \frac{S_{\text{щ2}}}{S_{\text{щ1}}}.$$

Нехай початку комутації відповідає час $t = 0$, а закінченню $t = T_{\text{к}}$, тоді за умови $b_{\text{щ}} = t_{\text{к}}$ дістаємо

$$S_{\text{щ1}} = \frac{T_{\text{к}} - t}{T_{\text{к}}} \cdot S_{\text{щ}}, \quad S_{\text{щ2}} = \frac{t}{T_{\text{к}}} \cdot S_{\text{щ}},$$

де $S_{\text{щ}}$ – повна площа щітки.

З урахуванням значень $S_{\text{щ1}}$ та $S_{\text{щ2}}$

$$\frac{r_1}{r_2} = \frac{t}{T_{\text{к}} - t}. \quad (7.8)$$

7.3. Прямолінійна комутація

За умови $\Sigma e = 0$ рівняння (7.7) прийме вигляд $i = i_a \cdot \frac{r_2 - r_1}{r_2 + r_1}$, а при підстановці значень r_1 і r_2 із рівняння (7.8)

$$i = i_{\text{л}} = i_a \cdot \left(1 - \frac{2t}{T_{\text{к}}}\right). \quad (7.9)$$

Це співвідношення показує, що за прийнятих умов ($\Sigma e = 0$) струм в секції, що комутується, є лінійною функцією часу переходу секції з однієї паралельної гілки в іншу. Така комутація називається прямолінійною.

Використовуючи рівняння (7.9), можна побудувати залежність $i = f(t)$ для прямолінійної комутації (рис. 7.3).

Для моменту часу t , що розглядається, з трикутників abc і cde можна записати

$$\operatorname{tg} \alpha_2 = \frac{i_2}{t}; \quad \operatorname{tg} \alpha_1 = \frac{i_1}{T_{\text{к}} - t}.$$

Густина струму під набігаючим ($J_{\text{щ}2}$) та збігаючим ($J_{\text{щ}1}$) краями щітки (рис. 7.1)

$$J_{\text{щ}1} = \frac{i_1}{S_{\text{щ}1}} = \frac{i_1}{T_{\text{к}} - t} \cdot \frac{T_{\text{к}}}{S_{\text{щ}}}; \quad J_{\text{щ}2} = \frac{i_2}{S_{\text{щ}2}} = \frac{i_2}{t} \cdot \frac{T_{\text{к}}}{S_{\text{щ}}}. \quad (7.10)$$

З урахуванням значень $\operatorname{tg} \alpha_1$, $\operatorname{tg} \alpha_2$ дістаємо

$$J_{\text{щ}1} = \frac{T_{\text{к}}}{S_{\text{щ}}} \cdot \operatorname{tg} \alpha_1; \quad J_{\text{щ}2} = \frac{T_{\text{к}}}{S_{\text{щ}}} \cdot \operatorname{tg} \alpha_2. \quad (7.11)$$

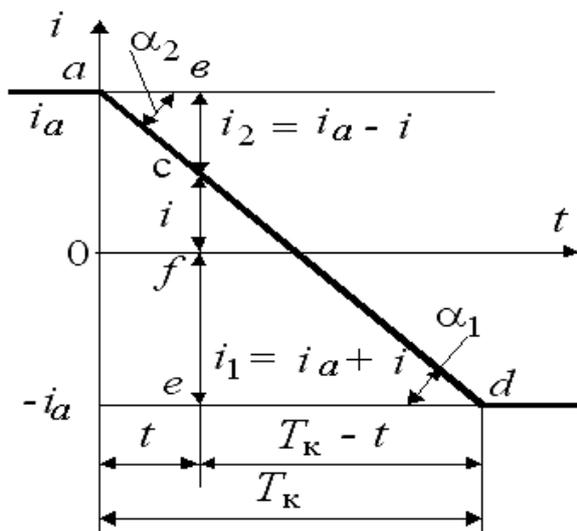


Рис. 7.3

Таким чином, при прямолінійній комутації

$$\operatorname{tg} \alpha_1 = \operatorname{tg} \alpha_2, \quad (7.12)$$

що дає

$$J_{\text{щ}1} = J_{\text{щ}2}. \quad (7.13)$$

У цьому випадку процес комутації секції протікає без будь-якого іскріння на колекторі.

7.4. Уповільнена комутація

У загальному випадку, тобто при $\Sigma e \neq 0$, на основний струм комутації $i_{\text{л}} = i_a \cdot \frac{r_2 - r_1}{r_2 + r_1}$ накладається додатковий струм $i_{\text{д}}$, що визначається другим членом правої частини рівняння (7.7),

$$i_{\text{д}} = \frac{\Sigma e}{r_2 + r_1}. \quad (7.14)$$

Рівняння (7.7) записане при допущенні, що опори секції та петушків колектора дорівнюють нулю.

Значення опорів щіткових контактів

$$r_1 = \frac{S_{\text{щ}}}{S_{\text{щ1}}} R_{\text{щ}} = \frac{T_{\text{к}}}{T_{\text{к}} - t} R_{\text{щ}}, \quad (7.15)$$

$$r_2 = \frac{S_{\text{щ}}}{S_{\text{щ2}}} R_{\text{щ}} = \frac{T_{\text{к}}}{t} R_{\text{щ}} \quad (7.16)$$

підставимо у вираз для додаткового струму комутації. Тоді дістаємо, що додатковий струм

$$i_{\text{д}} = \Sigma e \cdot \frac{(T_{\text{к}} - t) \cdot t}{T_{\text{к}}^2 \cdot R_{\text{щ}}}. \quad (7.17)$$

У випадку, якщо результуюча ЕРС $\Sigma e > 0$, тобто носить реактивний характер, вона буде зумовлювати в секції струм, що перешкоджає зміні струму i_2 в початковий період комутації. Крім того, у момент часу $t = 0,5T_{\text{к}}$ додатковий струм комутації $i_{\text{д}} > 0$ і крива зміни струму має криволінійний характер (рис. 7.4).

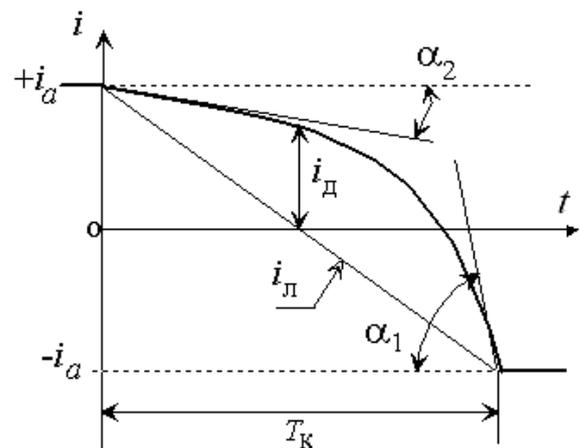


Рис. 7.4

Оскільки $\text{tg } \alpha_1 > \text{tg } \alpha_2$ (рис. 7.4), густина струму під збігаючим краєм щітки більше, ніж під набігаючим, тобто розрив кола секції, що комутується, відбувається при великій густині струму, що призводить до іскріння під збігаючим краєм щітки

$$J_{\text{щ1}} > J_{\text{щ2}}.$$

7.5. Прискорена комутація

За умови $\Sigma e < 0$ криволінійна комутація носить прискорений характер. Найбільше значення додаткового струму у момент часу $t = 0,5T_k$ менше за нуль. Крива зміни струму представлена на рис. 7.5.

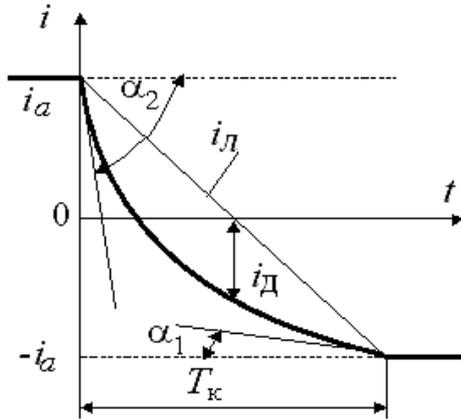


Рис. 7.5

При цьому $\alpha_2 > \alpha_1$, тобто густина струму під збігаючим краєм щітки значно менша, ніж під набігаючим.

Розрив кола секції, що комутується, не призводить до іскріння на колекторі

$$J_{щ1} < J_{щ2}.$$

7.6. Класи комутації

Іскріння на колекторі МПС оцінюється за мірою іскріння під краєм щітки, що збігає, та за класом комутації.

Таблиця 7.1

Класи комутації МПС

Клас комутації	Характеристика міри іскріння	Стан колектора і щіток
1	Відсутність іскріння (темна комутація)	Відсутність почорніння на колекторі та нагару на щітках
$1\frac{1}{4}$	Слабке крапкове іскріння під невеликою частиною щітки	
$1\frac{1}{2}$	Слабке іскріння під більшою частиною щітки	Поява слідів почорніння на колекторі, а також слідів нагару на щітках, які легко усуваються протиранням поверхні колектора бензином
2	Іскріння під всім краєм щітки. Допускається тільки за короткочасних поштовхів навантаження та перевантаження	Поява слідів почорніння на колекторі, а також слідів нагару на щітках, які не усуваються протиранням поверхні бензином

Закінчення табл. 7.1

3	Значне іскріння під всім краєм щітки з наявністю великих іскор. Допускається тільки для моментів прямого вмикання або реверсуваня машин, якщо при цьому колектор та щітки залишаються в стані, придатному для подальших робіт	Значне почорніння на колекторі, яке не усувається протиранням поверхні колектора бензином, а також підгоряння та руйнування щіток
---	---	---

8. СПОСОБИ ПОЛІПШЕННЯ КОМУТАЦІЇ

8.1. Електрорушійні сили короткозамкненої секції обмотки якоря

ЕРС самоіндукції. Комутаційна секція розташована у пазу. При протіканні по ній струму виникає магнітне поле розсіяння. Так як струм у секції в процесі комутації змінює напрямок, то під дією змінного магнітного потоку індукується ЕРС $e_L = -L_c \frac{di}{dt}$.

Враховуючи, що $i = i_a \cdot \left(1 - \frac{2t}{T_k}\right)$, середнє значення струму за період комутації $\left[\frac{di}{dt}\right]_{\text{ср}} = -\frac{2i_a}{T_k}$ і ЕРС самоіндукції $e_L = \frac{2L_c \cdot i_a}{T_k}$.

При розрахунках приймають

$$e_L = 2w_c \cdot l_\delta \cdot \vartheta_a \cdot \xi \cdot A . \quad (8.1)$$

ЕРС взаємоіндукції. Звичайно МПС виконуються зі значенням $U_{\text{II}} > 1$, тобто у пазу розташовуються декілька секційних сторін. Для надійної комутації, як правило, $b_{\text{щ}} = (2 \div 3) \cdot t_k$. У цьому випадку між комутаційними секціями ОЯ існує сильний магнітний зв'язок. Внаслідок цього у секції, що розглядається, індукується ЕРС взаємоіндукції

$$e_M = -M_c \cdot \frac{di}{dt}, \text{ або } e_M = \frac{2i_a}{T_k} \cdot M_c, \quad (8.2)$$

де M_c – взаємна індуктивність секції, що розглядається, з іншими секціями, зв'язаними з нею спільним магнітним потоком.

ЕРС взаємоіндукції має той самий знак, що і ЕРС e_L .

ЕРС від поля поперечної реакції якоря. За відсутності додаткових полюсів та розміщення щіток на лінії геометричної нейтралі у комутаційній

зоні існує поле поперечної реакції якоря. Провідники секції ОЯ, що розглядається, обертаються в цьому полі. У них наводиться ЕРС, що прагне зберегти колишнє значення струму у секції, тобто уповільнити комутацію.

Величина цієї ЕРС

$$e_{aq} = 2B_{aq} \cdot w_c \cdot l_\delta \cdot \vartheta_a, \quad (8.3)$$

де B_{aq} – індукція поля поперечної реакції якоря у зоні комутації.

Трансформаторна ЕРС. Секцію, що комутується, пронизує потік головних полюсів Φ_0 . Якщо сторони секції знаходяться у нейтральній зоні, то потік Φ_0 не індукує в секції ЕРС обертання, тому що $B_\delta = 0$.

Проте, якщо потік головних полюсів змінюється у часі, то він індукує у секції з числом витків w_c ЕРС трансформації

$$e_{тр} = -w_c \frac{d\Phi_0}{dt}. \quad (8.4)$$

У МПС ця ЕРС виникає лише при неусталених режимах роботи або при живленні МПС від тиристорного регулятора напруги.

Всі розглянуті ЕРС e_L , e_M , e_{aq} , $e_{тр}$ перешкоджають зміні струму у секції в процесі комутації і складають реактивну ЕРС секції, що комутується, тобто

$$e_r = e_L + e_M + e_{aq} + e_{тр}. \quad (8.5)$$

ЕРС від зовнішнього комутаційного поля. Зовнішнє комутаційне поле може створюватися або додатковими полюсами, або при зсуві щіток з лінії геометричної нейтралі. Комутаційне поле наводить у секції комутаційну ЕРС $e_k = 2 \cdot B_k \cdot l_\delta \cdot w_c \cdot \vartheta_a$, яка повинна бути направлена зустрічно реактивній ЕРС e_r , де B_k – індукція зовнішнього результуючого комутаційного поля.

Залежно від співвідношення реактивної (e_r) та ЕРС від комутаційного поля (e_k) розрізняють такі види комутації:

$$\begin{aligned} e_r + e_k &= 0 \quad - \text{прямолінійна;} \\ e_r + e_k &> 0 \quad - \text{уповільнена;} \\ e_r + e_k &< 0 \quad - \text{прискорена.} \end{aligned}$$

8.2. Способи поліпшення комутації

Всі способи пов'язані із зменшенням додаткового струму комутації і зводяться до такого: – створення комутаційної ЕРС за допомогою додаткових полюсів або зрушення щіток з лінії геометричної нейтралі; – зменшення реактивної ЕРС; – збільшення опору кола комутаційної секції.

Додатковий полюс (ДП). ДП розташовується на лінії геометричної нейтралі. Значення МРС якоря на лінії геометричної нейтралі

$$F_{aqm} = A \cdot \frac{\tau}{2}. \quad (8.6)$$

МРС додаткового полюса повинна компенсувати МРС якоря у зоні комутації і, крім того, створити комутаційне поле із індукцією B_k для компенсації реактивної ЕРС та отримання прискореної комутації. Тобто

$$F_{дп} > F_{aqm}, \text{ або } F_{дп} = v_d \cdot F_{aqm} = v_d \cdot A \cdot \frac{\tau}{2}, \text{ де } v_d = 1,2 \div 1,35.$$

У випадку, якщо в МПС застосовується компенсаційна обмотка, то

$$F_{дп} + F_{ко} = v_d \cdot A \cdot \frac{\tau}{2}. \quad (8.7)$$

Оскільки величини F_{aqm} та e_r пропорційні струму якоря, то ДП вмикається послідовно у коло якоря.

З рис. 8.1 можна сформулювати правило: якщо МПС працює у режимі генератора, то полярність ДП повинна бути аналогічною полярності наступного за ним за напрямком обертання головного полюса та протилежною для рухового режиму.

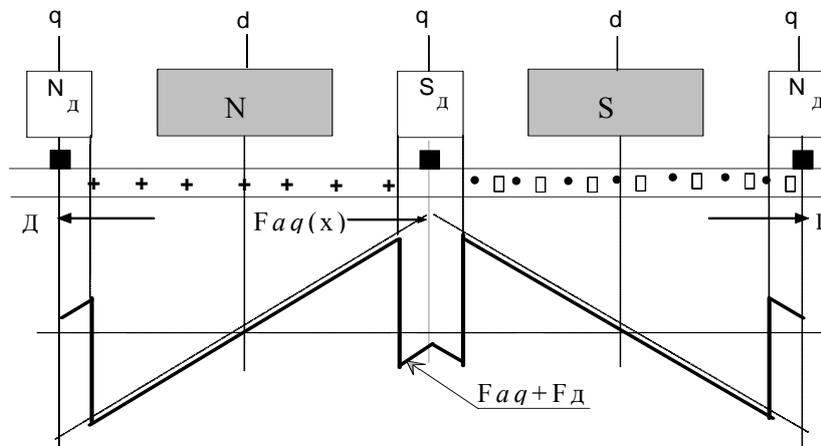


Рис. 8.1. Розподіл МРС ДП

Для того щоб магнітний потік ДП $\Phi_{дп} \equiv I_a$, його магнітна система повинна бути ненасиченою, тобто індукція у ДП повинна бути не більша за $(0,75 \div 1,0) Tл$.

Осердя ДП виконується з литої сталі. При виконанні умови $\Phi_{дп} \equiv I_a$ ЕРС секції $e_k \equiv \Phi_{дп} \cdot \mathcal{G}_a \equiv I_a \cdot \mathcal{G}_a$, а оскільки реактивна ЕРС $e_r \equiv I_a \cdot \mathcal{G}_a$, то компенсація реактивної ЕРС забезпечується при будь-якому навантаженні та частоті обертання машини.

Внаслідок того, що значна частина МРС ДП йде на компенсацію МРС якоря, а потік додаткового полюсу, що утворює комутаційне поле, малий, коефіцієнт розсіяння ДП великий: $\sigma_{\text{дп}} = 3 \div 5$.

Для зменшення розсіяння ДП його обмотку розташовують ближче до якоря, а у великих МПС утворюють додатковий зазор між полюсом та статорною за допомогою немагнітних прокладок.

Число додаткових полюсів звичайно обирається таким, що дорівнює числу головних полюсів, тобто $2p_{\text{д}} = 2p$. Інколи в машині встановлюють половинне число ДП. У малих МПС з $2p = 2$ встановлюють один ДП.

Зсув щіток. У МПС потужністю до декількох сот Ват ДП не встановлюють. Комутаційне поле у таких машинах створюється шляхом зсуву щіток з лінії геометричної нейтралі. При цьому у зоні комутації буде діяти поле основних полюсів. Щоб індукована цим полем ЕРС у комутаційній секції була направлена проти реактивної ЕРС, поле комутації повинно бути направлено проти поля якоря.

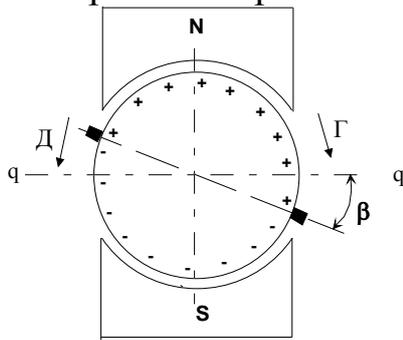


Рис. 8.2

Для досягнення ефекту компенсації реактивної ЕРС **щітки необхідно зсувати за напрямком обертання у режимі генератора та проти напрямку обертання у руховому режимі** (рис. 8.2).

Оскільки величина індукції B_{aq} змінюється із зміною струму якоря, то змінюється і положення лінії фізичної нейтралі.

Тому зсув щіток здійснюється так, щоб повна компенсація мала місце при середньому навантаженні.

Для реверсивних машин зсув щіток неприпустим, тому що компенсація поля якоря забезпечується тільки при одному напрямку обертання МПС.

Зменшення реактивної ЕРС $e_r = 2w_c \cdot l_{\delta} \cdot A \cdot \xi \cdot \vartheta_a$.

Зменшення e_r може бути здійснене на стадії проектування ОЯ шляхом вибору мінімально можливого значення числа витків у секції (w_c) ОЯ. Зменшення коефіцієнта питомої магнітної провідності (ξ) комутаційних секцій можливо за рахунок використання східчастих обмоток, у яких $U_{\text{п}}$ верхніх сторін секцій розміщені в одному пазу, а $U_{\text{п}}$ нижніх сторін секцій – в різних пазах.

У петльових обмотках обирається K/p – непарне число, при цьому секції сусідніх полюсів комутуються зі зсувом. Для зменшення ξ бажано

збільшення щіткового перекриття $\beta_k = b_{щ}/t_k$. Зниження ξ досягається застосуванням більш високих провідників у пазу. При цьому у момент комутації виявляється ефект витиснення струму, що зменшує індуктивність секції. Проте висота провідника обмежується за умовою зменшення додаткових втрат від поперечного пазового потоку розсіювання.

Збільшення опору комутаційної секції. Це можливо зробити за рахунок збільшення опору петушків колекторних пластин. Однак це знижує ККД та надійність машини. Один з заходів – правильний підбір марки щіток.

8.3. Установка щіток на нейтраль

Щітки МПС повинні бути встановлені на нейтраль. Перевірку правильності установки траверси проводять індуктивним методом при нерухомому якорі. Заздалегідь траверсу встановлюють так, щоб лінія щіток знаходилась приблизно проти середини головних полюсів. До обмотки збудження (ОЗ) через реостат R_1 від акумуляторної батареї підводять постійний струм, що дорівнює $(5 \div 10)\%$ номінального струму збудження.

До затисків якоря підмикають мілівольтметр (рис. 8.3) на $(45 \div 60) mV$ (бажано з нулем посередині шкали) із додатковим опором R_d на падіння напруги $(1,5 \div 3) V$.

Після цього роблять замикання та розмикання кола ОЗ. При цьому у якорі індукується трансформаторна ЕРС. Краще орієнтуватися на показання мілівольтметра у момент вимикання кола ОЗ.

Траверсу слід повертати в одному напрямку до тих пір, доки показання мілівольтметра не стануть дорівнювати нулю.

За мірою зменшення відхилення стрілки мілівольтметра бажано зменшувати R_d , збільшуючи таким чином чутливість мілівольтметра.

Якщо МПС може бути запущена, то правильність встановлення траверси визначається за найбільшим значенням напруги при роботі у генераторному режимі на неробочому ході за умови незмінності струму збудження та частоти обертання. Якщо МПС працює як двигун, то положенню щіток на нейтралі відповідає однакова частота обертання в обох напрямках при постійному струмі збудження та величині підведеної напруги.

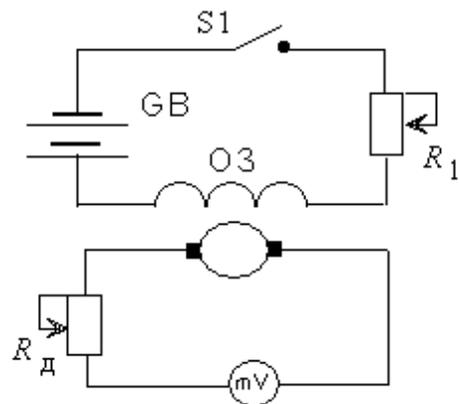


Рис. 8.3

Причиною іскріння під щітками може бути підвищений зазор між щіткою та обоймою або защемлення щітки у щіткотримачу. Нормальний зазор між щіткою та обоймою $(0,2 \div 0,3)$ мм.

Натиск на щітку, що створюється пружиною щіткотримача, повинний відповідати значенню, що визначається для кожної марки щітки та від лінійної швидкості на поверхні колектора. Для зменшення механічних втрат на колекторі слід встановити мінімальний натиск, за якого щітки працюють без іскріння. Чим вище швидкість, тим більш повинний бути натиск щітки.

Різниця у натиску окремих щіток не повинна перевищувати 10 % від середнього значення. Зусилля натиску визначається динамометром.

Якщо між щіткою та колектором прокласти листи паперу, а за допомогою динамометра вимірювати натиск пружин механізму, то показання динамометра, за якого папір може бути легко вилучений, відповідає натиску щітки.

8.4. Експериментальна перевірка та настроювання комутації

Підживлення додаткових полюсів дозволяє визначити зону безіскрової роботи машини. У режимі неробочого ходу підживлюють додатковий полюс струмами $\pm I_{\Pi}$ до тих пір, доки не починається іскріння під щітками (рис. 8.4,а). У цьому режимі іскріння обумовлене неврівноваженою ЕРС e_k поля додаткового полюса.

Якщо при роботі під навантаженням та за відсутності підживлення ($I_{\Pi} = 0$) ЕРС e_r та e_k точно компенсували одна одну, то при будь-якому струмі навантаження знадобився би незмінний струм підживлення, щоб викликати іскріння під щітками. У цьому випадку лінія струму підживлення $I_{\Pi} = f(I_a)$ являє собою пряму лінію (пунктирні лінії на рис. 8.4,а).

У дійсності в комутаційній секції завжди є надмірна ЕРС, тобто $\Sigma e = e_r \pm e_k \neq 0$, що збільшується із збільшенням навантаження. Таким чином, іскріння починається при меншому значенні струму підживлення.

У правильно спроектованих машинах ($e_r \approx e_k$) криві підживлення збігаються на осі абсцис (рис. 8.4,а).

Якщо дія ДП слабка ($e_r > e_k$), то для забезпечення роботи ми повинні збільшувати його МРС у процесі навантаження машини, тобто підживлювати струмом $+I_{\Pi}$, а залежності $I_{\Pi} = f(I_a)$, що визначають безіскрову зону, представлені на рис. 8.4,б.

У випадку переваги комутаційної ЕРС ($e_k > e_r$) для дістання безіскрової зони необхідно зі збільшенням навантаження МПС зменшувати дію ДП, тобто підживлювати його струмом $-I_{\Pi}$, що дасть безіскрову зону роботи на рис. 8.4,в.

За даними дослідження підживлення можна скоректувати МРС та число витків ОДП

$$w'_d = \frac{I_a + \Delta I_{\Pi \text{ср}}}{I_a} \cdot w_d, \quad (8.8)$$

де w_d – дійсне число витків ОДП;

w'_d – число витків ОДП, що забезпечить безіскрову роботу МПС, відповідну рис. 8.4,а.

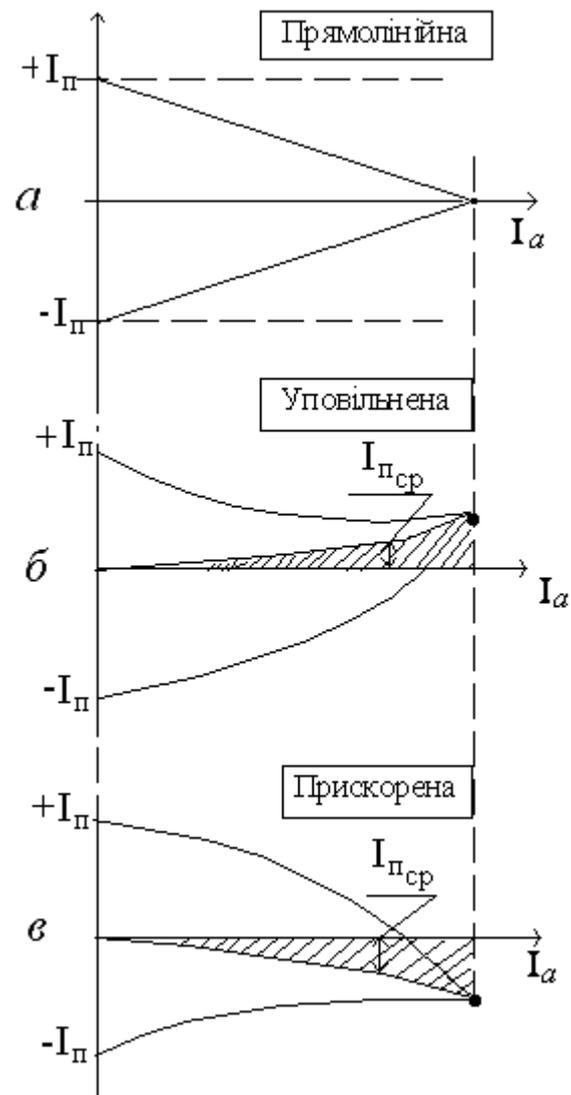


Рис. 8.4

9. ГЕНЕРАТОРИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

9.1. Загальні положення

Магнітне поле в МПС може створюватися при протіканні постійного струму по ОЗ (електромагнітне збудження) або постійними магнітами (магнітоелектричне збудження). Схеми збудження МПС представлені на рис. 9.1.

При незмінній частоті обертання ($n = const$) обертаючий момент приводного двигуна (M_1) врівноважується моментом неробочого ходу (M_0) та електромагнітним моментом генератора ($M_{ем}$). Рівняння моментів генератора $M_1 = M_0 + M_{ем}$ можна перетворити у рівняння потужностей

$$P_1 = P_0 + P_{ем},$$

де $P_1 = M_1 \cdot \Omega$ – механічна потужність, що підводиться до генератора;

$P_0 = M_0 \cdot \Omega$ – механічна потужність, що підводиться до генератора у режимі неробочого ходу;

$P_{ем} = M_{ем} \cdot \Omega$ – електромагнітна потужність;

$\Omega = 2\pi \cdot n / 60$ – кутова швидкість.

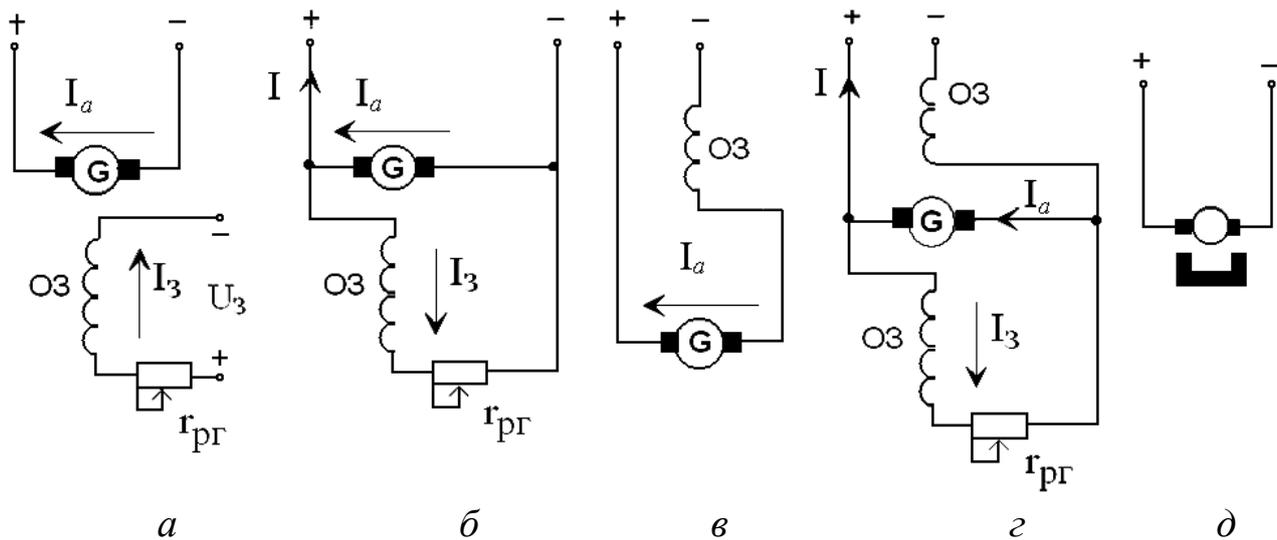


Рис. 9.1. Схеми вмикання генераторів

При підмиканні до ГПС навантаження на виході генератора встановлюється напруга

$$U = E_a - I_a \cdot \Sigma R_a - 2 \cdot \Delta U_{щ}, \quad (9.1)$$

де $\Sigma R_a = r_a + r_d + r_{ко} + r_c$ – повний опір якірного кола, що вмикає, у загальному випадку, обмотку якоря (r_a), обмотку додаткових полюсів (r_d), компенсаційну обмотку ($r_{ко}$), обмотку послідовного збудження (r_c).

Електромагнітна потужність $P_{ем} = E_a \cdot I_a$, або з урахуванням (9.1)

$$P_{ем} = U \cdot I_a + I_a^2 \cdot \Sigma R_a + I_a \cdot 2\Delta U_{щ} = P_2 + \Delta p_{ea} + \Delta p_{ещ} + \Delta p_{ез}, \quad (9.2)$$

де P_2 – корисна потужність генератора, що віддається до навантаження;

$\Delta p_{ea} + \Delta p_{ещ}$ – потужність втрат у якірному колі; $\Delta p_{ез}$ – втрати в ОЗ.

З урахуванням потужності втрат неробочого ходу та додаткових дістаємо рівняння потужностей для генератора паралельного збудження

$$\begin{aligned} P_1 &= P_{ем} + \Delta p_0 + \Delta p_{дод} = \\ &= P_2 + \Delta p_{ea} + \Delta p_{щ} + \Delta p_{ез} + \Delta p_{ст} + \Delta p_{мех} + \Delta p_{дод} \end{aligned} \quad (9.3)$$

тобто механічна потужність P_1 , що підводиться до генератора, перетворюється в електричну потужність P_2 , що передається до навантаження, та потужність, що витрачається на покриття втрат

$$\Sigma \Delta p = \Delta p_{ea} + \Delta p_{ещ} + \Delta p_{ст} + \Delta p_{мех} + \Delta p_{дод}. \quad (9.4)$$

9.2. Характеристики генераторів

Характеристика неробочого ходу $E_0 = f(I_3)$ при $I_a = 0$, $n = const$.

Навантажувальна характеристика $U = f(I_3)$ при $I_a = const$, $n = const$.

Зовнішня характеристика $U = f(I_a)$ при $r_{рг} = const$, $n = const$.

Регулювальна характеристика $I_3 = f(I_a)$ при $U = const$, $n = const$.

Характеристика короткого замикання $I_a = f(I_3)$ при $U = 0$, $n = const$.

9.2.1. Генератори незалежного збудження

Схема вмикання генератора показана на рис. 9.2.

Характеристика неробочого ходу $E_0 = f(I_3)$ при $I_a = 0$, $n = const$

Вхідній точці характеристики (точка 1 на рис. 9.3) відповідає струм збудження I_{3max} , за якого ЕРС на виході генератора $E_0 = 1,15 \cdot U_{ном} = E_{0max}$.

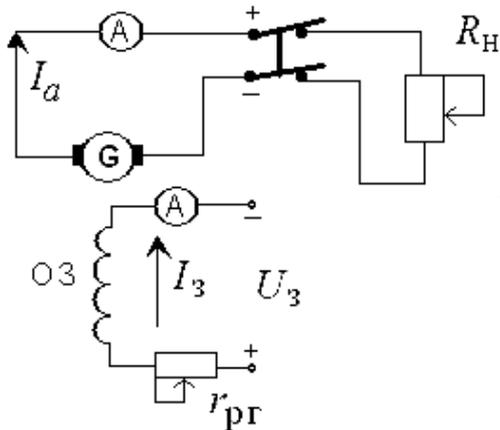


Рис. 9.2

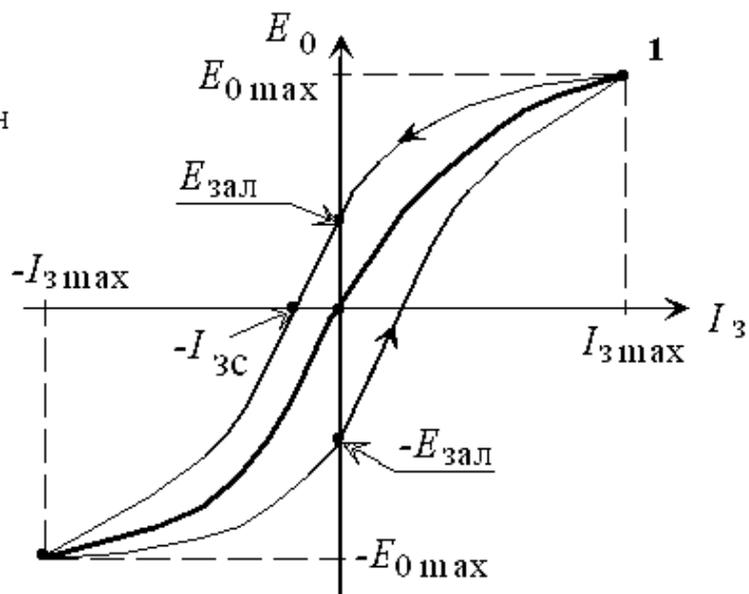


Рис. 9.3

Змінюючи струм збудження від $+I_{3max}$ до $-I_{3max}$, одержують нисхідну гілку характеристики. При струмі збудження $I_3 = 0$ характеристика перетинає ось ординат у точці, відповідній залишковій ЕРС ($E_{зал}$), що ви-

значається залишковим магнітним потоком машини. Після цього змінюють напрямок струму збудження. При струмі збудження $I_3 = -I_{3c}$ генератор цілком розмагнічений та напруга на затискачах дорівнює нулю.

Подальше збільшення струму призводить до збільшення напруги протилежної полярності. Зміна струму збудження від $-I_{3\max}$ до $+I_{3\max}$ дає висхідну гілку характеристики.

Крива $E_0 = f(I_3)$ являє собою петлю гістерезису, ширина якої залежить від матеріалу якоря і від частоти обертання, тобто від частоти перемагнічування. Середня характеристика між нисхідною та висхідною гілками є практичною характеристикою неробочого ходу.

Навантажувальна характеристика $U = f(I_3)$ при $I_a = const$, $n = const$

ЕРС генератора E_a не залишається постійною при навантаженні машини, тому що розмагнічуюча дія поперечного поля якоря призводить до зменшення магнітного потоку. Це ускладнює аналіз характеристик машини. Рівняння (9.1) можна записати у вигляді

$$U = E_0 - \Delta U_1 - \Delta U_2, \quad (9.5)$$

де $E_0 = c_e \cdot n \cdot \Phi_0$ – ЕРС неробочого ходу;

ΔU_1 – зміна напруги на виході генератора, зумовлена зменшенням магнітного потоку на величину $\Delta\Phi$ у результаті дії поперечної реакції якоря при навантаженні; $\Delta U_2 = I_a \cdot \Sigma R_a$.

За своїм виглядом навантажувальна характеристика аналогічна практичній характеристиці неробочого ходу (1 на рис. 9.4). Однак, у результаті реакції якоря (ΔU_1) і падіння напруги у якірному колі (ΔU_2), вона проходить нижче (крива 3 на рис. 9.4).

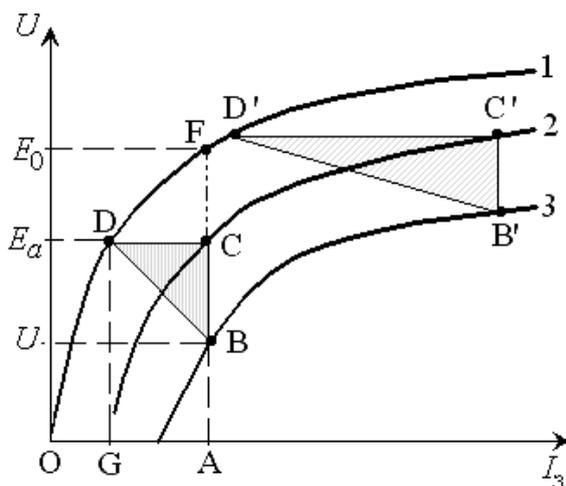


Рис.9.4. Навантажувальна характеристика

Якщо до напруги на навантажувальній характеристиці (точка B) додати падіння напруги $\Delta U_2 = I_a \cdot \Sigma R_a$ (відрізок BC), то можна дістати внутрішню характеристику $E_a = f(I_3)$ при $I_a = const$.

При струмі збудження $I_3 = OA$ у режимі неробочого ходу на виході генератора була б ЕРС $E_0 = \overline{AF}$.

Падіння напруги $\Delta U_1 = \overline{FC}$ викликане дією поперечної реакції якоря, що розмагнічує.

Для того щоб у режимі неробочого ходу на виході генератора була така ж ЕРС, як і при навантаженні ($E_a = \overline{AC}$), до обмотки збудження необхідно подати струм $I_3 = \overline{OG}$, тобто струм $I_3 = \overline{OA} - \overline{GA}$.

Таким чином, відрізок $\overline{GA} = \overline{DC}$ враховує у масштабі струму збудження розмагнічуючу дію поля якоря. Трикутник BCD носить назву характеристичного трикутника. Сторона трикутника $BC = \Delta U_2 = const$.

Вплив поперечної реакції якоря посилюється зі збільшенням міри насичення машини, тобто при цьому збільшується сторона DC трикутника BCD (сторона $D'C'$ трикутник $B'C'D'$).

Зовнішня характеристика $U = f(I_a)$ при $r_{gr} = const$, $n = const$

Використовуючи рівняння $U = E_0 - \Delta U_1 - \Delta U_2$, можна дістати зовнішню характеристику (рис. 9.5).

При цьому, оскільки залежність ΔU_2 від струму якоря нелінійна, то і зовнішня характеристика $U = f(I_a)$ нелінійна, причому при великих струмах якоря ця нелінійність зростає.

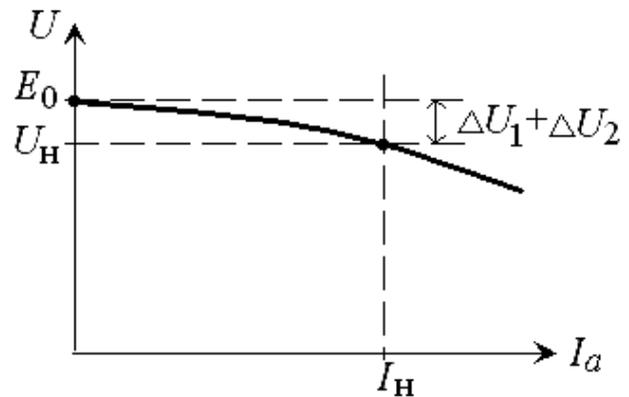


Рис. 9.5. Зовнішня характеристика

Зовнішня характеристика може бути побудована (рис. 9.6) за характеристикою неробочого ходу та характеристичним трикутником при $I_3 = const$.

При струмі збудження $I_{30} = \overline{OK}$ у режимі неробочого ходу ЕРС дорівнює E_0 (перша точка характеристики).

Будуємо характеристичний трикутник ABC для струму якоря $I_a = I_H$ та помістимо точку A на лінії $\overline{KK'}$ у точку, що відповідає номінальній напрузі.

Із рис. 9.6 видно, що $\overline{K'B} = \Delta U_1$ визначає зменшення напруги, обумовлене дією реакції якоря, що розмагнічує, а відрізок $\overline{AB} = \Delta U_2 = I_a \cdot \Sigma R_a$.

обхідно збільшувати магнітний потік, тобто струм збудження I_3 (рис.9.7).

Тут I_{30} – струм збудження, за якого ЕРС генератора у режимі неробочого ходу дорівнює номінальній напрузі ($E_0 = U_H$).

Регульовальну характеристику можна побудувати за характеристикою неробочого ходу та характеристичним трикутником (рис. 9.8).

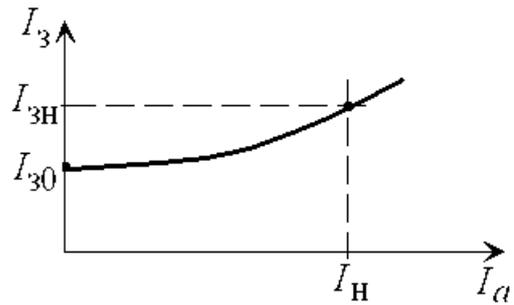
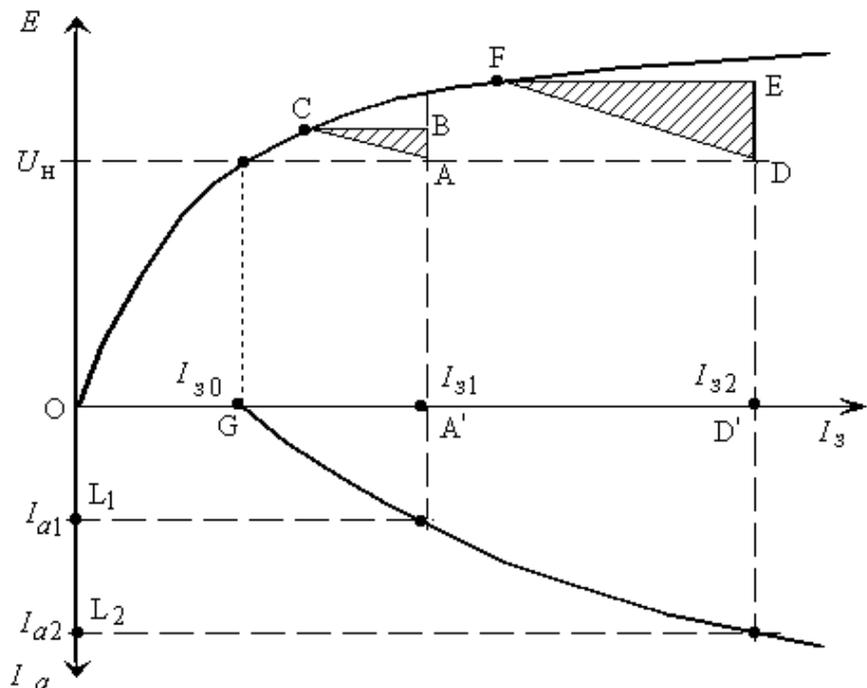


Рис. 9.7. Регульовальна характеристика

Рис.9.8.
Побудова
регульовальної
характеристики



Для режиму неробочого ходу за умови $E_0 = U_H$ в обмотку збудження необхідно подати струм $I_{30} = \overline{OG}$. Для струму якоря I_{a1} побудуємо трикутник ABC та розмістимо його так, щоб вершина A знаходилася на лінії $U_H = const$, а вершина C розташувалася на характеристиці неробочого ходу.

При цьому в обмотку збудження необхідно подати струм збудження I_{31} (відрізок $\overline{OA'}$). Якщо відрізок $\overline{OL_1} = I_{a1}$, то перетинання ліній $I_{31} = const$ і $I_{a1} = const$ дає другу точку характеристики.

Визначимо характеристичний трикутник для струму $I_{a2} > I_{a1}$ (ΔEFD) та розмістимо його аналогічно ΔABC , тоді можна визначити значення струму збудження $I_{32} = \overline{OD'}$. Перетинання ліній $I_{32} = const$,

$I_{a2} = const$ ($I_{a2} = \overline{OL_2}$) дадуть наступну точку характеристики $I_3 = f(I_a)$.

Характеристика короткого замикання $I_a = f(I_3)$ при $n = const$, $U = 0$.

При напрузі, що дорівнює нулю, ЕРС, індукована у якірному колі, врівноважується падінням напруги у колі якоря, тобто $E_a = I_a \cdot \Sigma R_a$.

Оскільки опір якірному кола малий, то значення ЕРС навіть при струмах якоря, що перевищують номінальний, невелике, тобто магнітна система буде ненасичена. Тому можна вважати, що залежність $I_a = f(I_3)$ буде лінійною (рис. 9.9).

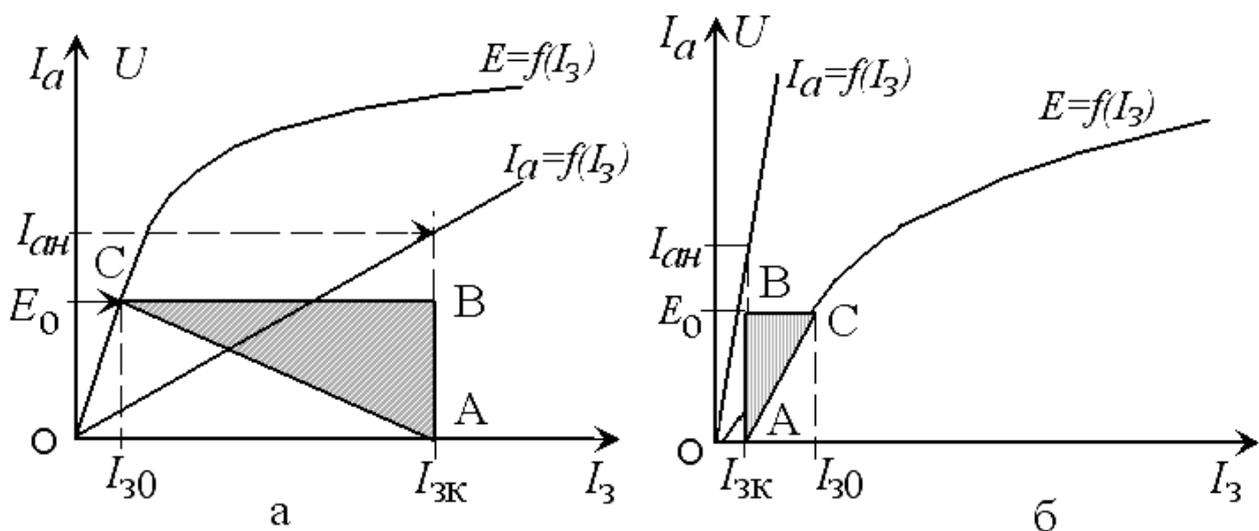


Рис. 9.9. Побудова характеристичного трикутника:
а – при поздовжній реакції якоря, що розмагнічує;
б – при поздовжній реакції якоря, що намагнічує

Якщо магнітна система ненасичена, то немає розмагнічуючої дії поперечного поля якоря і реактивний трикутник враховує тільки поздовжню реакцію якоря, викликану зсувом щіток з лінії геометричної нейтралі. Відкладемо на осі ординат номінальне значення струму якоря ($I_{ан}$) і визначимо струм збудження номінального режиму за характеристикою $I_a = f(I_3)$.

Вздовж лінії $I_{зк} = const$ відкладемо відрізок AB , що дорівнює $E_{ак} = I_a \cdot \Sigma R_a$. Для визначення струму збудження, за якого у режимі неробочого ходу (I_{30}) на затискачах генератора буде ЕРС, $E_0 = E_{ак}$, побудуємо реактивний трикутник так, щоб вершина C знаходилась на характеристиці неробочого ходу. Значення струму збудження I_{30} показане на рис. 9.9, а,б.

Для рис. 9.9,а при переході від режиму неробочого ходу до режиму короткого замикання струм збудження $I_{зк} > I_{з0}$, тобто поздовжня реакція якоря носить розмагнічуючий характер.

Для рис. 9.9,б $I_{зк} < I_{з0}$, тобто поздовжня реакція якоря носить намагнічуючий характер. При точному встановленні щіток на лінії геометричної нейтралі реактивний трикутник перетворюється у вертикальну пряму AB .

9.2.2. Генератори паралельного збудження (ГПЗ)

Для живлення ОЗ не потрібно окремого джерела (рис. 9.1). Робота генератора заснована на явищі самозбудження, що базується на тому, що магнітна система генератора, будучи колись намагніченою, зберігає невеликий магнітний потік за рахунок залишкового магнетизму ($\Phi_{зал}$).

Розглянемо (рис. 9.10) характеристику неробочого ходу $E_0 = f(I_3)$ та вольт-амперну характеристику кола намагнічування $U_3 = f(I_3)$, де $U_3 = I_3 \cdot r_3$, а r_3 – сума всіх опорів кола збудження.

Нахил цієї характеристики (рис. 9.10) до осі абсцис

$$\alpha = \arctg \frac{U_3}{I_3} = r_3.$$

При деякому значенні опору $r_3 = r_{зк}$ характеристика $U_3 = f(I_3)$ є дотичною до початкової частини характеристики неробочого ходу (пунктирна крива $U_{з(кр)} = f(I_3)$ на рис. 9.10).

Кут нахилу такої кривої до осі абсцис – $\alpha_{кр}$.

Генератор буде збуджуватися лише за умови, що $r_3 < r_{зк}$ ($\alpha < \alpha_{кр}$) до точки А, відповідній перетину характеристик $E_0(I_3)$ та $U_3(I_3)$ на рис. 9.10.

Розглянемо процес самозбудження генератора. При обертанні якоря у полі залишкового потоку $\Phi_{зал}$ в ОЯ наводиться залишкова ЕРС $E_{зал}$ (рис. 9.10). Оскільки коло збудження є замкненим, то по ньому протікає струм $I_{з1}$, величина якого визначається характеристикою $U_3(I_3)$. Струм збудження створює магнітний потік $\Phi_{з1}$, що повинен мати той самий напрямок, що і $\Phi_{зал}$.

У результаті зміни потоку від $\Phi_{зал}$ до $\Phi_1 = \Phi_{зал} + \Phi_{з1}$ у якорі буде наводиться ЕРС E_1 (рис. 9.10), що зумовить протікання у колі збудження струму $I_{з2}$ і т. д. Цей процес закінчується у точці А (рис. 9.10).

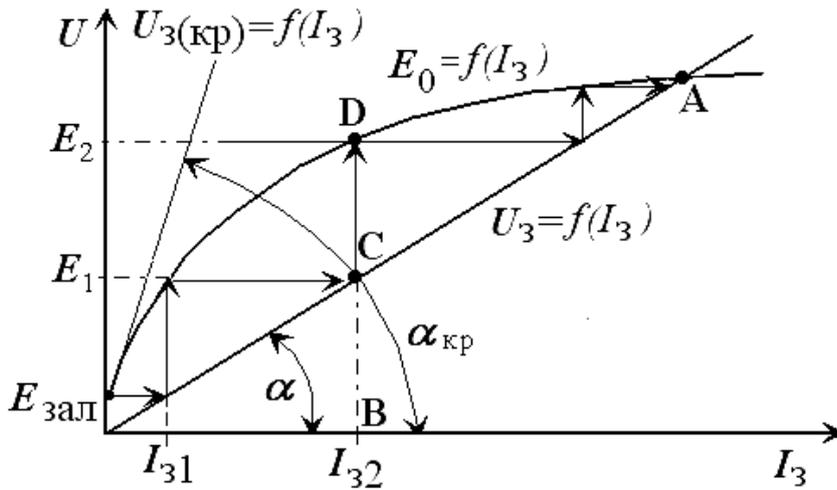


Рис. 9.10. Самозбудження генератора

Таким чином, для самозбудження генератора необхідно:

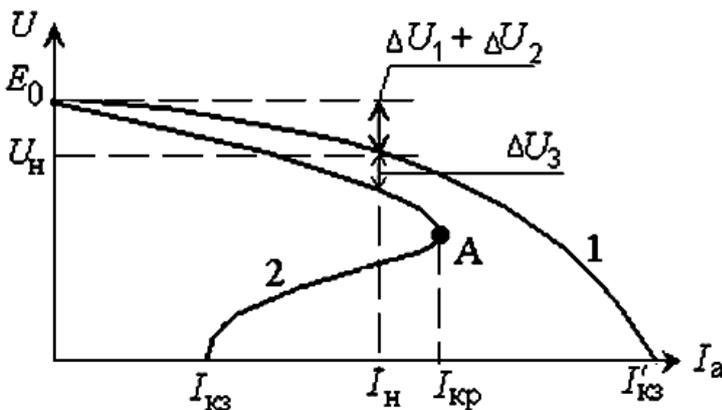
- наявність залишкового магнітного потоку;
- виконання умови $r_3 < r_{3к}$ ($\alpha < \alpha_{кр}$);
- збіг напрямів потоку, створеного ОЗ, та залишкового магнітного потоку.

Для кола самозбудження можна записати $E = U_3 + L_3 \frac{d(I_3)}{dt}$.

На ділянці $\overline{OA} - L_3 \frac{d(I_3)}{dt} > 0$, що зумовлює збільшення ЕРС генератора ($\overline{BC} = U_3$, $\overline{CD} = L_3 \frac{d(I_3)}{dt}$), у точці $A - L_3 \frac{d(I_3)}{dt} = 0$ та процес самозбудження закінчується.

Зовнішня характеристика $U = f(I_a)$ при $n = const$, $r_{рґ} = const$

Зовнішня характеристика генератора паралельного збудження (2 на рис. 9.11) йде нижче від аналогічної характеристики для генератора незалежного збудження.



Пояснюється це тим, що у ГПЗ струм збудження $I_3 = U / r_3$ при зміні навантаження не залишається постійним, а зменшується із зменшенням напруги за рахунок

$$\Delta U_2 = I_a \cdot \Sigma R_a \text{ та}$$

$$\Delta U_1 = \Delta E_{ря}.$$

Рис.9.11. Зовнішні характеристики

Зменшення струму призводить до зменшення магнітного потоку та ЕРС генератора.

Отже, у ГПЗ напруга на виході зменшується ще й за рахунок складової ΔU_3 , тобто

$$U = E_0 - \Delta U_1 - \Delta U_2 - \Delta U_3. \quad (9.6)$$

Із зростанням струму (при $I_a > I_H$) збільшення ΔU_2 та ΔU_3 призводить до того, що генератор розмагнічується, його магнітна система стає ненасиченою.

При цьому навіть незначне зменшення струму збудження призводить до значного зменшення ЕРС і струм у навантаженні зменшується.

Точка *A* перегину зовнішньої характеристики $U = f(I_a)$ відповідає коліну характеристики намагнічування і переходу з насиченого стану машини до ненасиченого.

Зміна напруги при номінальному струмі у ГПЗ складає (15÷30) %. Для ГПЗ режим короткого замикання не є небезпечним, тому що при $U = 0$ у генераторі є тільки залишковий магнітний потік і струм якоря $I_a = I_{кз} = c_e \cdot n \cdot \Phi_{зал} / \Sigma R_a$, зумовлений залишковою ЕРС, незначний.

Регульовальна характеристика $I_3 = f(I_a)$ при $n = const$, $U = const$

Оскільки цей режим відповідає умові $U = const$, то складова $\Delta U_3 = \Delta E_3$, зумовлена зміною напруги збудження, відсутня, отже, регульовальна характеристика ГПЗ повторює аналогічну характеристику генератора незалежного збудження.

Характеристика неробочого ходу ГПЗ $E_0 = f(I_3)$ може бути знята тільки у першому квадранті і не відрізняється від аналогічної характеристики генератора незалежного збудження.

Характеристика короткого замикання $I_a = f(I_3)$ при $U = 0$ може бути знята тільки при живленні ОЗ від незалежного джерела постійного струму.

Характеристики та властивості генераторів паралельного збудження незначно відрізняються від характеристик генераторів незалежного збудження. Суттєва відмінність стосується лише зовнішніх характеристик.

9.2.3. Генератори послідовного збудження

У генераторі послідовного збудження струм збудження дорівнює струму якоря. Таким чином, лише дві змінні (при $n = const$) визначають властивості та характеристики генератора.

За схемою на рис. 9.1 можна зняти тільки зовнішню характеристику генератора – $U = f(I_a)$. При збільшенні струму якоря (I_a) збільшується струм збудження (I_3), магнітний потік (Φ) та ЕРС генератора (рис. 9.12).

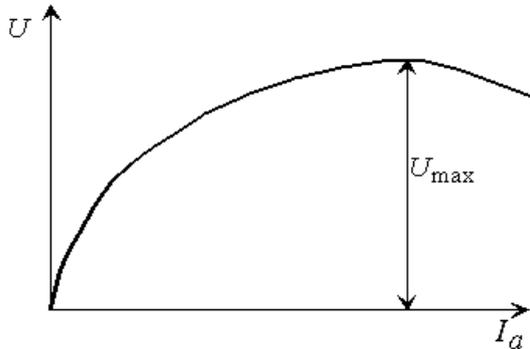


Рис. 9.12

Доки магнітна характеристика машини ненасичена, залежність $U(I_a)$ лінійна, а із зростанням насичення порушується пропорційність між U та I_a і напруга зростає повільніше, а за більших струмів зменшується.

Інші характеристики генератора можуть бути визначені при живленні ОЗ від джерела незалежної напруги.

Необхідно врахувати, що джерело постійного струму повинно бути розраховано на великий струм і мати низьку напругу, тому що опір послідовної ОЗ малий. Струм короткого замикання генератора послідовного збудження значно перевищує номінальне значення струму якоря.

Оскільки напруга на затисках генератора сильно змінюється при зміні навантаження (рис. 9.12), то він використовується тільки для живлення спеціальних приладів.

9.2.4. Генератори змішаного збудження

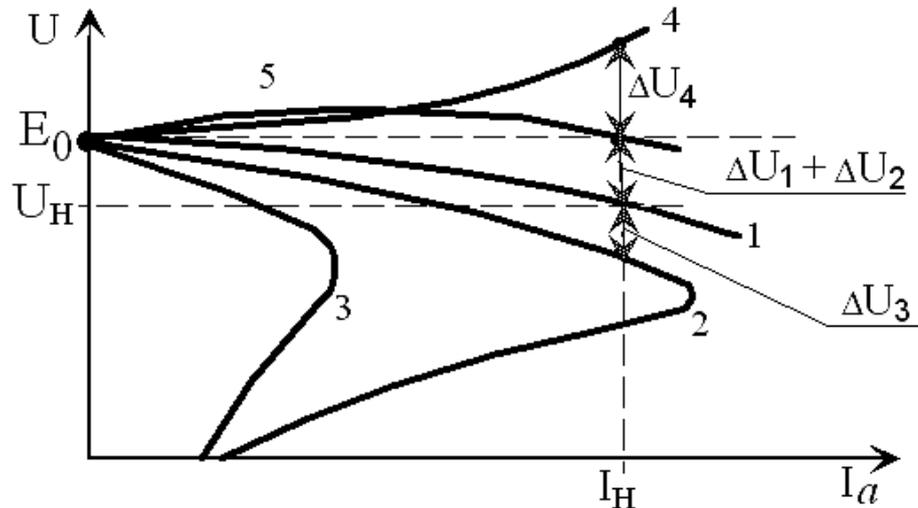
Властивості генератора в значній мірі визначаються засобом підмикання послідовної обмотки – згідно або зустрічно відносно основного поля машини. Рівняння напруги у цьому випадку можна представити таким чином

$$U = E_0 - \Delta U_1 - \Delta U_2 - \Delta U_3 \pm \Delta U_4. \quad (9.7)$$

Зміст складових ΔU_1 , ΔU_2 , ΔU_3 зрозумілий з розгляду генераторів паралельного та незалежного збудження. Складова ΔU_4 зумовлена згідною «+» або зустрічною «-» дією послідовної ОЗ.

Якщо зобразити зовнішню характеристику генератора незалежного (крива 1 на рис. 9.13) та паралельного (крива 2 на рис. 9.13) збудження, то на підставі рівняння (9.7) при зустрічному вмиканні обмотки збудження характеристика пройде нижче (рис. 9.13, крива 3), а при згідному вмиканні та достатньо великому значенні МРС послідовної обмотки напруга генератора при навантаженні може перевищувати номінальне значення (рис. 9.13, крива 4).

Рис. 9.13.
Зовнішні
характеристики
генераторів



При правильному виборі МРС послідовної обмотки та її згідному вмиканні $\Delta U_4 \approx \Delta U_1 + \Delta U_2 + \Delta U_3$ і напруга дуже незначно змінюється при зміні навантаження (рис. 9.13, крива 5).

Оскільки при зустрічному вмиканні послідовної ОЗ напруга на виході генератора значно зменшується (рис. 9.13, крива 3), така схема сполучення обмоток збудження застосовується дуже рідко.

Струм короткого замикання генератора при згідному вмиканні послідовної обмотки дуже великий, тому дослід короткого замикання можна проводити тільки при живленні обмотки паралельного збудження від стороннього джерела та при зустрічному вмиканні послідовної ОЗ.

На рис. 9.14 зображені регульовальні характеристики генераторів паралельного (крива 1), незалежного збудження (крива 2), змішаного збудження при зустрічному (крива 3) і згідному (крива 4) вмиканні послідовної ОЗ

Якщо характеристика $I_3 = f(I_a)$

відповідає умові $U = const$, то характер залежностей на рис. 9.14 визначається за видом зовнішніх характеристик (рис. 9.13).

Глибина регулювання струму збудження визначається за намагнічуючою (згідне вмикання) або розмагнічуючою (зустрічне вмикання) дією послідовної ОЗ.

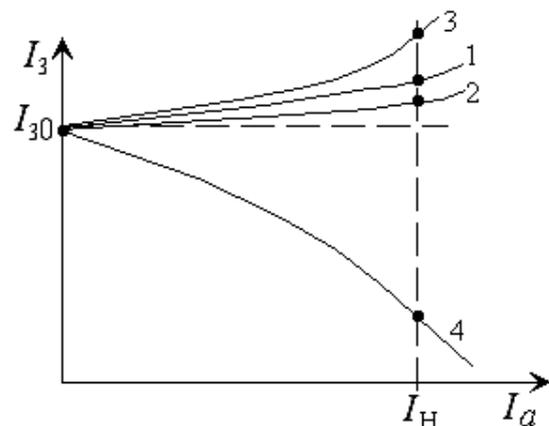


Рис. 9.14. Регульовальні
характеристики

10. ДВИГУНИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

10.1. Загальні положення

Двигуни постійного струму (ДПС), незважаючи на недоліки, пов'язані з наявністю щіток та колектора, широко застосовуються, тому що вони дозволяють плавно регулювати частоту обертання у широкому діапазоні, мають високий ККД. Принцип дії ДПС заснований на взаємодії струму у провідниках ОЯ, що дорівнює $I_a/2a$ з магнітним полем збудження із індукцією в зазорі B_δ . Електромагнітна сила, діюча на кожний провідник ОЯ,

$$F_{ем} = B_\delta \cdot l_\delta \cdot \frac{I_a}{2a}. \quad (10.1)$$

Сукупність усіх сил, діючих на провідники ОЯ, створює електромагнітний момент

$$M_{ем} = \frac{p \cdot N}{2\pi \cdot a} \cdot \Phi \cdot I_a = c \cdot \Phi \cdot I_a. \quad (10.2)$$

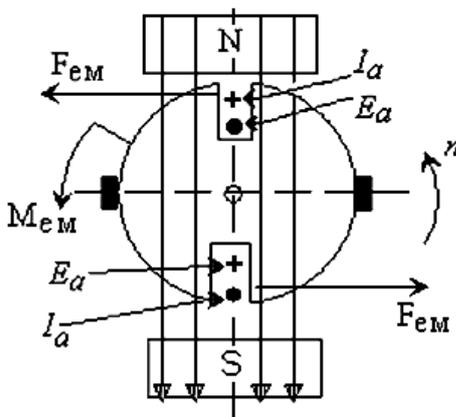


Рис. 10.1

Для сталого режиму роботи можна записати рівняння моментів

$$M_{ем} = M_0 + M_2, \quad (10.3)$$

де M_0 – момент неробочого ходу, зумовлений механічними та магнітними втратами в двигуні;

M_2 – протидіючий момент навантажувального механізму.

При обертанні якоря ДПС у магнітному полі в провідниках ОЯ наводиться ЕРС (рис. 10.1). При цьому напрямок індукованої ЕРС зустрічний напрямку струму в провідниках ОЯ, тобто зустрічний прикладеній напрузі. З цієї причини її називають проти-ЕРС

$$E_a = \frac{p \cdot N}{60 \cdot a} \cdot \Phi \cdot n = c_e \cdot n \cdot \Phi. \quad (10.4)$$

Для якінного кола ДПС можна записати рівняння електричної рівноваги

$$U = E_a + I_a \cdot \Sigma R_a + 2\Delta U_{щ}, \quad (10.5)$$

де E_a – ЕРС, що наводиться у якірній обмотці, В;

ΣR_a – опір усіх обмоток, ввімкнених до якінного кола двигуна, Ом;

$2\Delta U_{\text{щ}}$ – падіння напруги у щітковому контакті, В.

У ДПС середньої потужності величина ЕРС складає (90÷95) % прикладеної напруги. З рівняння електричної рівноваги струм якоря

$$I_a = (U - E_a) / \Sigma R_a. \quad (10.6)$$

Рівняння електричної рівноваги можна представити у вигляді

$$U = c_e \cdot \Phi \cdot n + I_a \cdot \Sigma R_a + 2\Delta U_{\text{щ}},$$

звідки частота обертання двигуна при $2\Delta U_{\text{щ}} = 0$

$$n = \frac{U - I_a \cdot \Sigma R_a}{c_e \cdot \Phi}. \quad (10.7)$$

З рівняння (10.7) випливає, що частоту обертання ДПС можна регулювати:

- зміною величини напруги U , що підводиться;
- зміною опору кола обмотки якоря ΣR_a ;
- зміною магнітного потоку Φ .

Розглянемо процес пуску ДПС. У момент вмикання $n = 0$ та ЕРС якоря $E_a = c_e \cdot \Phi \cdot n$ також дорівнює нулю і пусковий струм $I_{\text{ап}} = U / \Sigma R_a$.

Оскільки опір ярмірного кола (ΣR_a) малий, то величина пускового струму якоря $I_{\text{ап}}$ може у (10÷20) разів перевищувати його значення при номінальному навантаженні, що недопустимо. Для обмеження пускового струму в ярмірне коло ДПС необхідно ввімкнути послідовно із ОЯ пусковий реостат. Опір реостата ($R_{\text{п}}$) повинний бути таким, щоб пусковий струм не перевищував подвійного значення номінального струму, тобто

$$I_{\text{ап}} = U / (\Sigma R_a + R_{\text{п}}) \leq 2I_{\text{ан}}.$$

Пусковий реостат розрахований на короткочасний режим роботи і після запуску ДПС повинен бути вимкнений.

ДПС малої потужності (мікродвигуни) мають достатньо великий опір кола обмотки якоря, що забезпечує при пуску пусковий струм, що дорівнює (3÷4) $I_{\text{ан}}$.

Відповідно до рис. 10.1 напрямок обертання (n), що визначається напрямом дії електромагнітних сил ($F_{\text{ем}}$), залежить від двох факторів – напрямку потоку збудження і напрямку струму якоря.

Таким чином, змінити напрямок обертання ДПС можна, змінивши напрямок магнітного потоку (тобто струму збудження) або змінивши напрямок струму в ОЯ (тобто полярність прикладеної до ОЯ напруги). Од-

ночасна зміна означених параметрів не приводить до зміни напрямку обертання ДПС.

10.2. Двигуни паралельного збудження

Схема вмикання ДПС із паралельним збудженням представлена на рис. 10.2. При роботі двигуна від мережі великої потужності властивості двигуна не відрізняються від властивостей двигуна незалежного збудження, тому що струм збудження $I_3 = const$.

Величина струму збудження така:

- у двигунів великої потужності – $I_3/I_{ан} < 0,005$;
- у двигунів потужністю $(100 \div 1000) \text{ кВт}$ – $I_3/I_{ан} = 0,01 \div 0,005$;
- у двигунів потужністю $(1 \div 10) \text{ кВт}$ – $I_3/I_{ан} = 0,1 \div 0,02$.

Записавши рівняння (10.7) у вигляді

$$n = \frac{U}{c_e \cdot \Phi} - \frac{I_a \cdot (\Sigma R_a + R_{\Pi})}{c_e \cdot \Phi}, \quad (10.8)$$

можна побудувати електромеханічну характеристику двигуна – залежність $n = f(I_a)$ (рис. 10.3).

Якщо вибрати опір пускового реостата R_{Π} , значення якого забезпечує струм якоря при пуску $I_{\Pi 1} = U/(\Sigma R_a + R_{\Pi}) \leq 2I_{ан}$, та задатися струмом перемикавання $I_{\Pi 2} > I_{ан}$, то при підмиканні двигуна за схемою рис. 10.2 він почне розганятися за штучною характеристикою, відповідною обраному значенню R_{Π} (рис. 10.3). По досягненні струмом якоря значення $I_{\Pi 2}$ відбувається шунтування частини пускового реостата (R_{Π}) і двигун при постійній частоті обертання переходить на штучну характеристику, відповідну опорі пускового реостата $R_{\Pi 1} < R_{\Pi}$ (рис. 10.3).

Процес розгону двигуна триває до тих пір, доки ДПС не досягне точки A на природній електромеханічній характеристиці ($R_{\Pi} = 0$). Якщо нехтувати зміною магнітного потоку від дії поля якоря, то електромеханічну характеристику можна вважати лінійною.

Якщо у рівнянні (10.7) врахувати, що $I_a = M_{ем}/c \cdot \Phi$, то дістаємо рівняння механічної характеристики ДПС з паралельним збудженням $n = f(M_{ем})$

$$n = \frac{U}{c_e \cdot \Phi} - \frac{M_{ем} \cdot \Sigma R_a}{c_e \cdot c \cdot \Phi^2} = n_0 - \Delta n, \quad (10.9)$$

де $n_0 = U/c_e \cdot \Phi$ – частота обертання ідеального неробочого ходу;

$\Delta n = M_{ем} \cdot \Sigma R_a / c_e \cdot c \cdot \Phi^2$ – зміна частоти обертання під навантаженням.

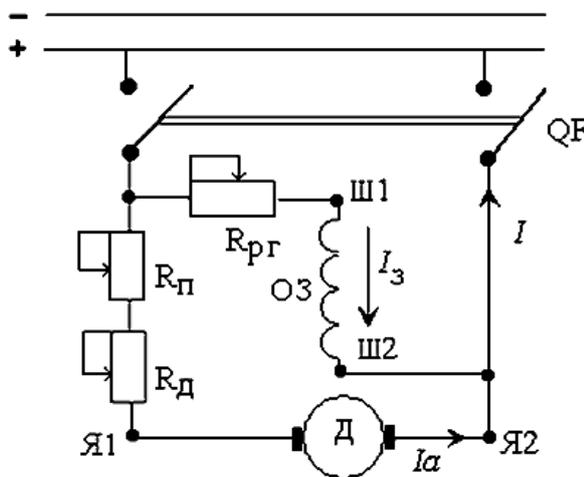


Рис. 10.2

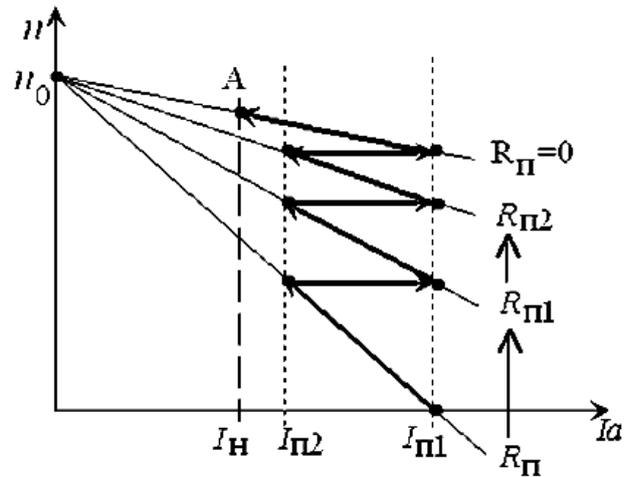


Рис. 10.3

Якщо в схемі вмикання ДПС (див. рис. 10.2) прийняти значення додаткового опору $R_d = 0$, то залежність $n = f(M_{ем})$ називатиметься природною механічною характеристикою (рис. 10.4).

При $R_d > 0$ одержують штучні характеристики. При збільшенні опору R_d збільшується зміна частоти обертання Δn та нахил характеристики $n = f(M_{ем})$ (рис. 10.4).

При цьому частота обертання при номінальному навантаженні зменшується (рис. 10.4), тобто $n_{н2} < n_{н1} < n_n$. Рис. 10.4 ілюструє перший спосіб регулювання частоти обертання – введення у коло якоря додаткового опору. Спосіб неекономічний, оскільки у додатковому опорі виділяються значні втрати і змінюється жорсткість характеристики.

При зміні величини напруги, що підводиться, змінюється частота обертання неробочого ходу $n_0 = U / (c_e \cdot \Phi)$ за (10.9), а зміна частоти обертання (Δn) не залежить від величини напруги, що підводиться.

За умови постійності магнітного потоку ($\Phi = const$) можна отримати ряд механічних характеристик (рис. 10.5) при різних значеннях напруги ($U_n > U_1 > U_2$). Рис. 10.5 ілюструє спосіб регулювання частоти обертання ДПС зміною напруги, що підводиться. Оскільки ДПС розраховується на номінальну напругу, то у цей спосіб регулюється частота обертання донизу від номінальної ($n_n > n_{н1} > n_{н2}$). При зменшенні частоти обертання погіршуються умови охолодження, тобто при цьому необхідно знижувати момент на валу.

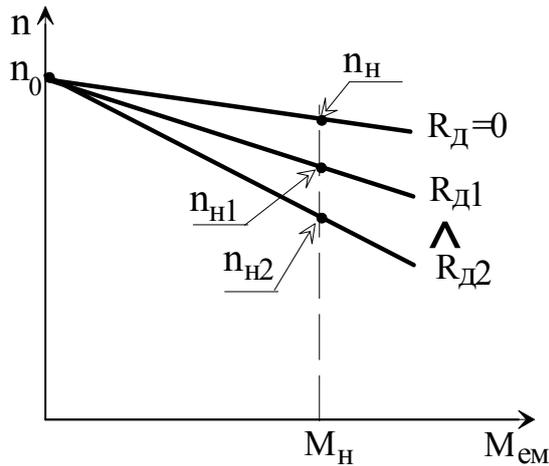


Рис. 10.4

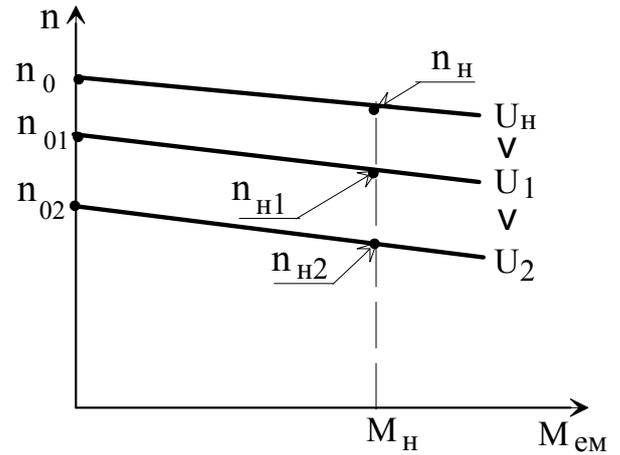


Рис. 10.5

Спосіб регулювання застосовується у системі «генератор–двигун» і при живленні від напівпровідникових регуляторів напруги.

Аналіз рівняння (10.9) за умови, що магнітний потік приймає різні значення, дозволяє дістати сімейство механічних (рис. 10.6) і електро-механічних (рис. 10.7) характеристик.

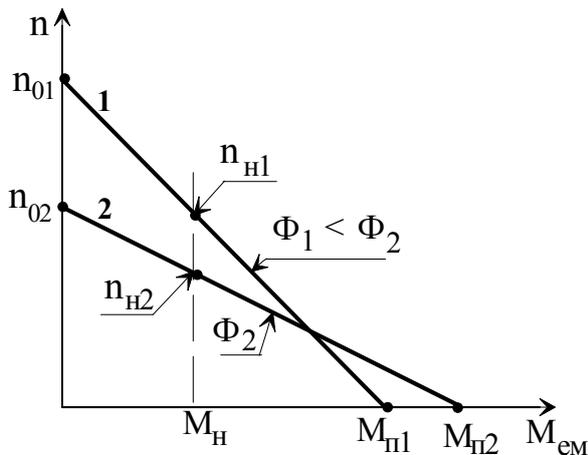


Рис. 10.6

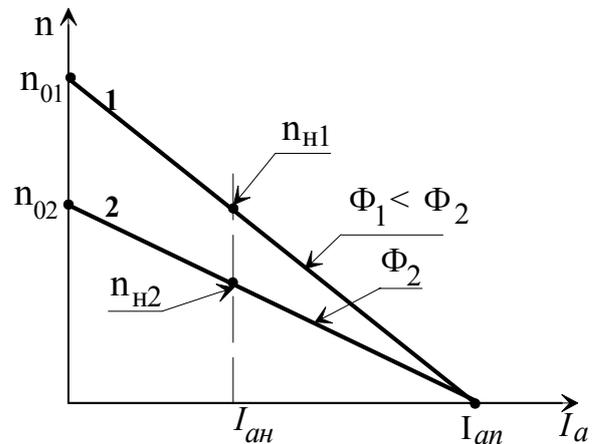


Рис. 10.7

Зменшення магнітного потоку призводить до збільшення частоти обертання неробочого ходу $n_0 = U / (c_e \cdot \Phi)$ та зменшення жорсткості характеристик, що зв'язане із збільшенням зміни частоти обертання при навантаженні $\Delta n = M_{ем} \cdot \Sigma R_a / (c_e \cdot c \cdot \Phi^2)$.

Величина пускового струму $I_{ан}$ обмежується технічними вимогами і не залежить від величини магнітного потоку (рис. 10.7), а пусковий момент ($M_{п}$) пропорційний (рис. 10.6) величині магнітного потоку ($M_{п} = c \cdot \Phi \cdot I_{ан}$). Цей спосіб дозволяє регулювати частоту обертання уgoro від номінальної при постійній потужності на валу.

Рівняння (10.9) дає можливість побудувати регульовальну характеристику $n = f(I_3)$ (рис.10.8), аналіз якої показує, що значне зменшення струму збудження (а тим більше обрив кола збудження) призводить до «розносу» ДПС, тобто до збільшення частоти обертання двигуна понад критичне значення.

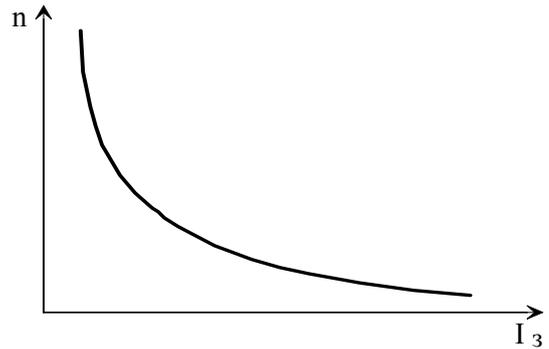


Рис. 10.8

Експлуатаційні властивості двигуна визначаються **робочими характеристиками** – n , M , I_a , P_1 , $\eta = f(P_2)$ на рис. 10.9, 10.10.

Якщо проаналізувати вираз (10.7), то можна зазначити, що частота обертання із зростанням навантаження буде змінюватися за рахунок збільшення падіння напруги у якірному колі та зміни магнітного потоку. Якщо нехтувати впливом поля якоря, то залежність $n(P_2)$ має злегка падаючий характер з невеликою опуклістю вниз (крива 1 на рис. 10.10).

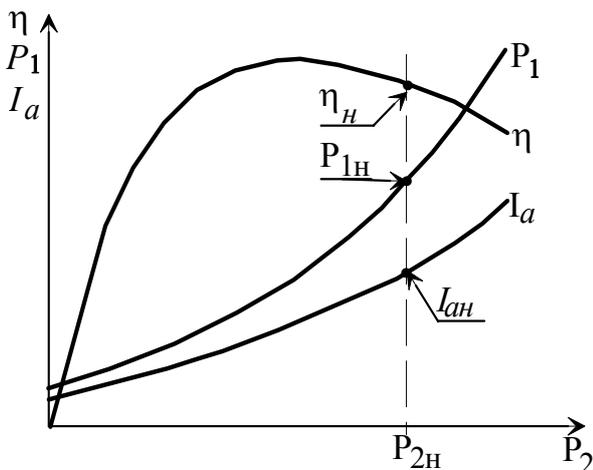


Рис. 10.9

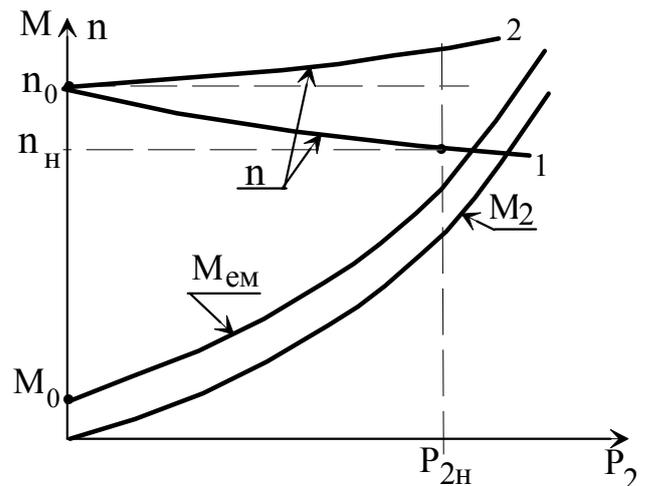


Рис. 10.10

Якщо ж вплив поперечної реакції якоря достатньо сильний, то робота ДПС буде супроводжуватися зменшенням магнітного потоку і частота обертання буде зростати (крива 2 на рис. 10.10). Такий вид характеристики $n = f(P_2)$ не задовольняє умову тривкої роботи двигуна.

Щоб забезпечити залежність $n = f(P_2)$ вигляду 1 на рис. 10.10, в ДПС паралельного збудження вмикають стабілізуючу обмотку. Її МРС обирають за умови компенсації розмагнічуючої дії поперечного поля якоря, а обмотку вмикають послідовно у якірне коло двигуна так, щоб її магнітний потік був направлений згідно з потоком головних полюсів.

Зміна частоти обертання для ДПС паралельного збудження складає $(2 \div 8) \%$, тобто залежність $n = f(P_2)$ є достатньо жорсткою.

Залежність $M_2 = P_2 / \Omega = P_2 \cdot 60 / (2\pi \cdot n) = 9,55 \cdot P_2 / n$ є нелінійною, якщо із збільшенням навантаження частота обертання зменшується. Якщо прийняти, що $M_0 = const$, то залежність $M_{ем} = f(P_2)$ проходить паралельно до графіка $M_2 = f(P_2)$. При допущенні, що $\Phi = const$, оскільки $M_{ем} = c \cdot \Phi \cdot I_a$, можна вважати, що характеристика $I_2 = f(P_2)$ на рис. 10.9 повторює залежність $M_{ем} = f(P_2)$ (рис. 10.10).

10.3. Двигуни послідовного збудження

Схема вмикання ДПС послідовного збудження представлена на рис. 10.11. У ДПС послідовного збудження ОЗ ввімкнена у коло якоря послідовно з ОЯ, тобто струм збудження $I_3 = I_a$, що надає йому особливі властивості. При ненасиченій магнітній системі машини магнітний потік $\Phi \equiv I_a$ і тоді

$$M_{ем} = c \cdot \Phi \cdot I_a = k \cdot I_a^2. \quad (10.10)$$

При збільшенні навантаження магнітна система машини насичується і умова $\Phi \equiv I_a$ порушується. За великих значень струму якоря магнітний потік практично не змінюється. Внаслідок цього моментна характеристика $M = f(I_a)$ (крива 2 на рис. 10.12) відрізняється від параболи (крива 1 на рис. 10.12) за великих струмів якоря та наближається до прямолінійної залежності.

Частота обертання двигуна

$$n = \frac{U - I_a \cdot \Sigma R_a}{c_e \cdot \Phi} = \frac{U}{k \cdot I_a} - \frac{\Sigma R_a}{k} \quad (10.11)$$

визначає вигляд електромеханічної характеристики $n = f(I_a)$ (рис. 10.12).

За малих навантажень характеристика має вид гіперболи. Із збільшенням навантаження внаслідок насичення машини характеристика $n = f(I_a)$ стає більш пологою.

Аналіз залежності $n = f(I_a)$ (рис. 10.12) показує, що за струмів якоря $I_a < 0,25 I_{ан}$ різко зменшується магнітний потік, що призводить до значного збільшення частоти обертання та можливості «розносу» двигуна.

Таким чином, ДПС послідовного збудження не можна пускати із малим навантаженням на валу (режим неробочого ходу недопустимий). Ви-

няток складають ДПС потужністю до 100 Вт, у яких механічні втрати за більших частот обертання великі.

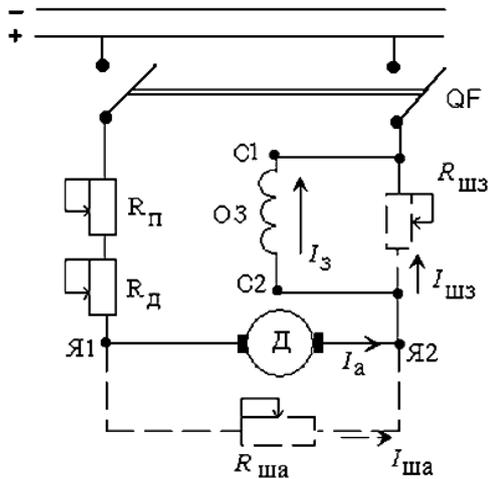


Рис. 10.11

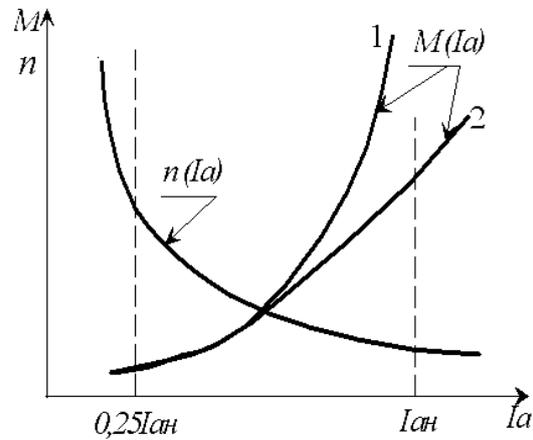


Рис. 10.12

Оскільки момент $M_{ем} = c \cdot \Phi \cdot I_a = \kappa \cdot I_a^2$, то струм якоря

$$I_a = \sqrt{M_{ем} / \kappa} = \kappa_2 \cdot \sqrt{M_{ем}}.$$

Якщо врахувати вираз для струму якоря у (10.11), то

$$n = \frac{U}{\kappa \cdot I_a} - \frac{\Sigma R_a}{\kappa} = \frac{U}{\kappa_3 \cdot \sqrt{M_{ем}}} - \frac{\Sigma R_a}{\kappa}. \quad (10.12)$$

Механічні характеристики двигуна за різних значень опору R_d у колі якоря представлені на рис. 10.13.

Вони ілюструють перший спосіб регулювання частоти обертання двигуна введенням у якірне коло додаткового опору (рис. 10.13). Іншим способом регулювання частоти обертання двигуна є зміна величини напруги, що підводиться, (рис. 10.14).

Регулювання частоти обертання двигуна зміною магнітного потоку може бути реалізоване у такі способи:

- при шунтуванні ОЗ опором $R_{шз}$ (рис. 10.11) струм збудження $I_з = I_a - I_{шз}$ буде зменшуватися, зменшуватиметься магнітний потік,

а частота обертання $n = \frac{U - I_a \cdot \Sigma R_a}{c_e \cdot \Phi}$ збільшуватиметься. Таким чи-

ном регулюється частота обертання вгору від номінальної;

- при шунтуванні обмотки якоря опором $R_{ша}$ (рис. 10.11) струм збудження $I_з = I_a + I_{ша}$ буде зростати, що призводить до зменшення частоти обертання двигуна.

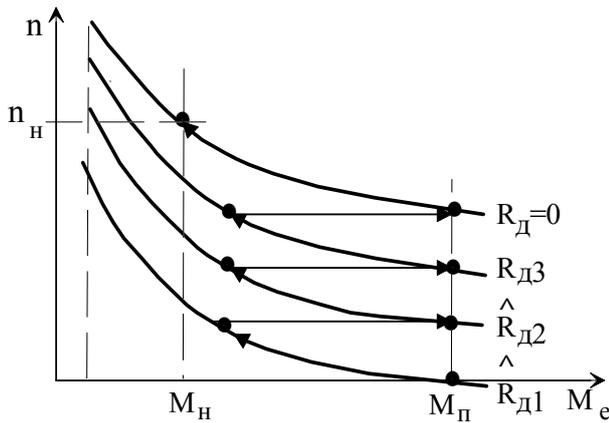


Рис. 10.13

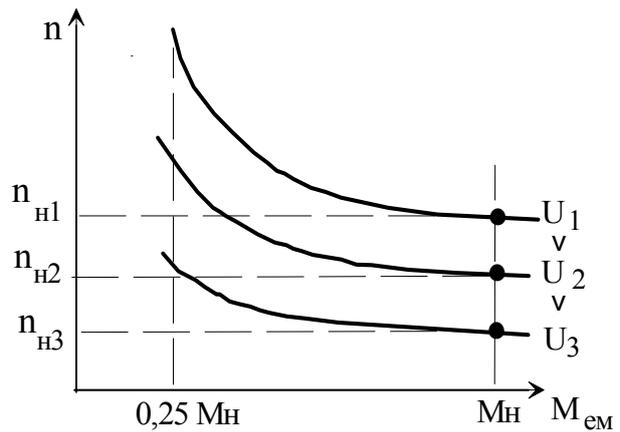


Рис. 10.14

Властивість ДПС послідовного збудження розвивати великий електромагнітний момент ($M_{ем} \equiv I_a^2$) забезпечує добрі пускові властивості: великий пусковий момент при відносно невеликому ($I_a \equiv \sqrt{M_{ем}}$) струмі якоря, що особливо важливо для тягових електричних машин. Номінальна зміна частоти обертання двигуна послідовного збудження, (%)

$$\Delta n_{\%} = \frac{n_{(0,25)} - n_H}{n_H} \cdot 100, \tag{10.13}$$

де $n_{(0,25)}$ – частота обертання при навантаженні 25 %.

10.4. Двигуни змішаного збудження

У двигуни змішаного збудження (рис. 10.15) магнітний потік створюється двома обмотками.

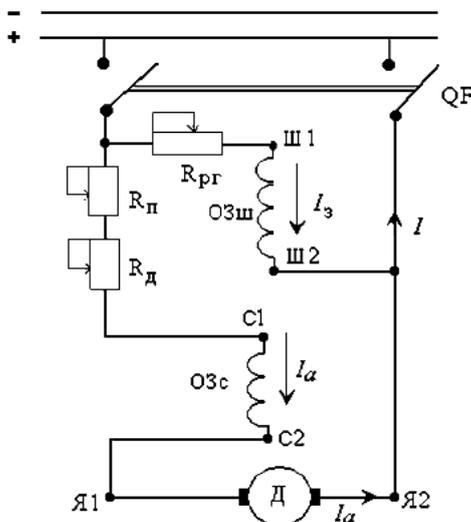


Рис. 10.15

Частота обертання

$$n = \frac{U - I_a \cdot \Sigma R_a}{c_e \cdot (\Phi_{ш} \pm \Phi_c)}, \tag{10.14}$$

де $\Phi_{ш}$, Φ_c – потоки паралельної і послідовної ОЗ при згідному (+) та зустрічному (-) їхньому вмиканні.

При зустрічному вмиканні ОЗ магнітний потік машини при навантаженні різко зменшується і робота стає хиткою.

Електромеханічна $n = f(I_a)$ та моментна $M_{ем} = f(I_a)$ характеристики двигуна при згідному вмиканні обмоток наведені на рис. 10.16.

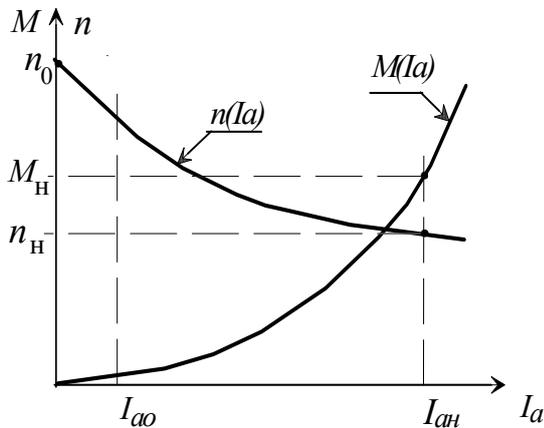


Рис. 10.16

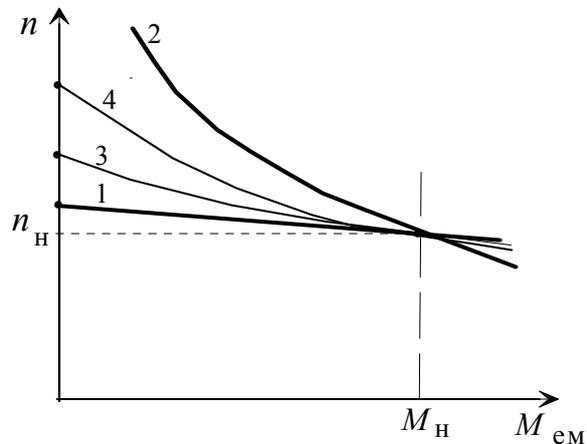


Рис. 10.17

Електромеханічна характеристика є більш жорсткою, ніж у двигуна з послідовним збудженням. Механічні характеристики $n = f(M_{ем})$ залежать від співвідношення МРС обмоток збудження.

Якщо зобразити характеристику для двигуна паралельного (крива 1 на рис. 10.17) і послідовного (крива 2 на рис. 10.17) збудження, то для двигуна змішаного збудження у випадку переваги МРС паралельної ОЗ характеристика буде мати вигляд кривої 3 на рис. 10.17, а при значній МРС послідовної ОЗ – кривої 4 на рис. 10.17.

ДПС змішаного збудження має таку перевагу порівняно з ДПС послідовного збудження, що він може працювати у режимі неробочого ходу.

ДПС змішаного збудження застосовують там, де вимагається значний пусковий момент, швидкий розгін та допускається невелика зміна частоти обертання при навантаженні (прокатні стани, підіймачі, насоси, компресори).

10.5. Умова стійкої роботи

Припустимо, що механічна характеристика ДПС має вигляд кривої 1 на рис. 10.18, а навантажувальний момент на валу змінюється за законом кривої 2. Точка А є точкою стійкої роботи, для якої можна записати рівняння моментів

$$M_{ем} = M_0 + M_c. \quad (10.15)$$

За наявності будь-якого збурювання (приймавши $M_0 = 0$) рівняння моментів має вигляд

$$M_{ем} = M_c + j \frac{d\Omega}{dt}. \quad (10.16)$$

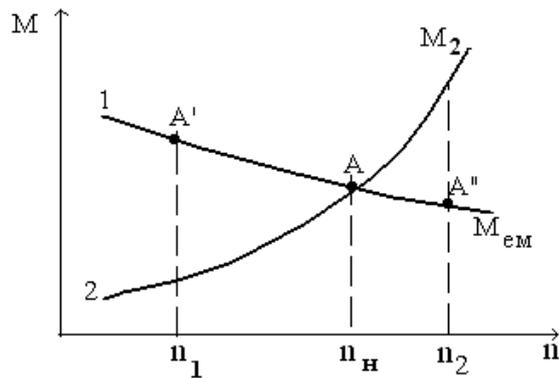


Рис. 10.18

Якщо частота обертання двигуна зменшується до значення n_1 (точка A'), то з'являється позитивний динамічний момент

$$j \frac{d\Omega}{dt} = M_{\text{дин}} = M_{\text{ем}} - M_{\text{с}} > 0,$$

під дією якого двигун прискорюватиметься (до точки A).

Якщо частота обертання збільшується до значення n_2 (точка A''), то під дією негативного динамічного моменту $M_{\text{дин}} = M_{\text{ем}} - M_{\text{с}} < 0$ ДПС буде гальмуватися (до точки A). В обох цих випадках виконується умова стійкої роботи

$$\frac{dM_{\text{ем}}}{dn} < \frac{dM_{\text{с}}}{dn}. \quad (10.17)$$

10.6. Гальмові режими роботи

Розрізняють три види електричного гальмування:

- рекуперативне – генераторне гальмування із відданням електричної енергії у мережу;
- динамічне (реостатне) – генераторне гальмування із гасінням електричної енергії у реостаті, що підімкнений до кола якоря;
- електромагнітне – гальмування противмиканням.

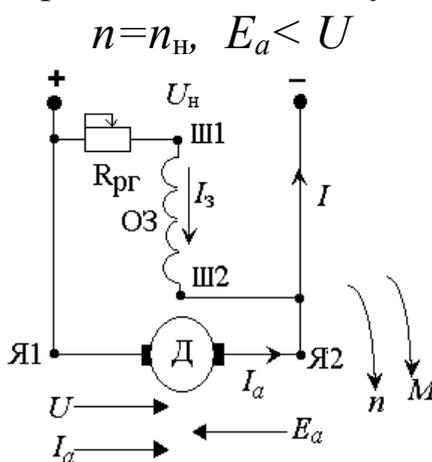


Рис. 10.19

Розглянемо гальмові режими на прикладі ДПС паралельного збудження. Спрощена схема підмикання ДПС наведена на рис. 10.19.

Тут же показані напрямки дії прикладеної напруги U , струму I_a , ЕРС якоря E_a , частоти обертання n та електромагнітного моменту $M_{\text{ем}}$. Схема є загальною для всіх режимів, що розглядаються.

Рекуперативне гальмування має місце при збільшенні частоти обертання (n) вище від частоти обертання неробочого ходу $n_0 = U / c_e \Phi$. При цьому ЕРС стає більше від прикладеної напруги, струм якоря

$I_a = (U - E_a) / \Sigma R_a$ змінює свій знак на протилежний (рис. 10.20,а), утворюється гальмовий момент ($M_{\Gamma} = c \cdot \Phi \cdot I_a$).

$$n > n_{02}, E_a > U$$

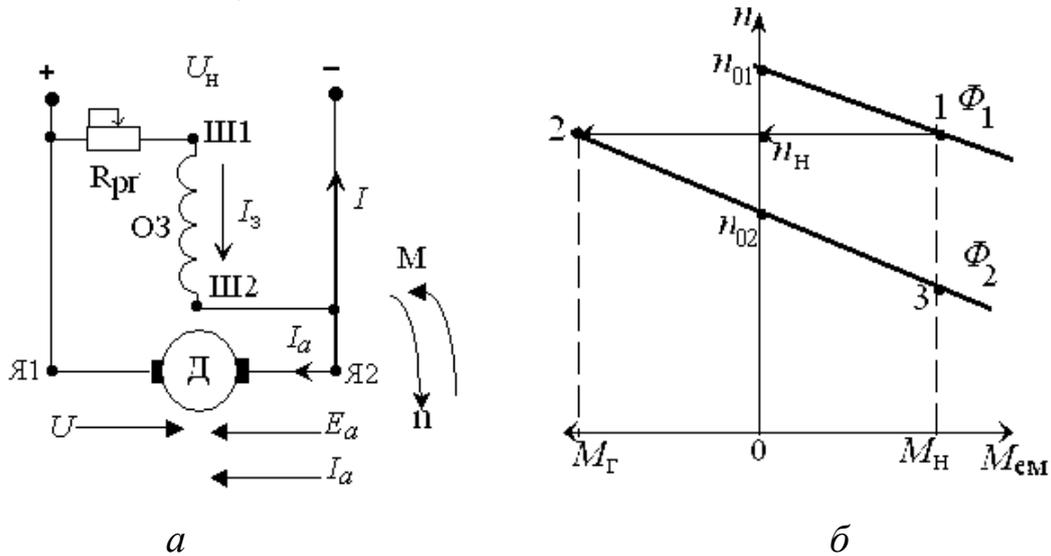


Рис. 10.20. Рекуперативне гальмування

При незмінній частоті обертання (n_H) двигун переходить з точки 1 механічної характеристики (рис. 10.20,б), що відповідає значенню магнітного потоку Φ_1 , у точку 2 характеристики, відповідній значенню магнітного потоку $\Phi_2 > \Phi_1$, по якій буде гальмуватися до точки 3, що визначається номінальним навантаженням двигуна.

При цьому електрична енергія, що виробляється, віддається у мережу.

Двигуни послідовного збудження не можуть переходити до режиму рекуперативного гальмування, якщо $n_0 = \infty$.

Динамічне гальмування здійснюється при вимиканні обмотки якоря з мережі та вмиканні на розрядний опір R_p .

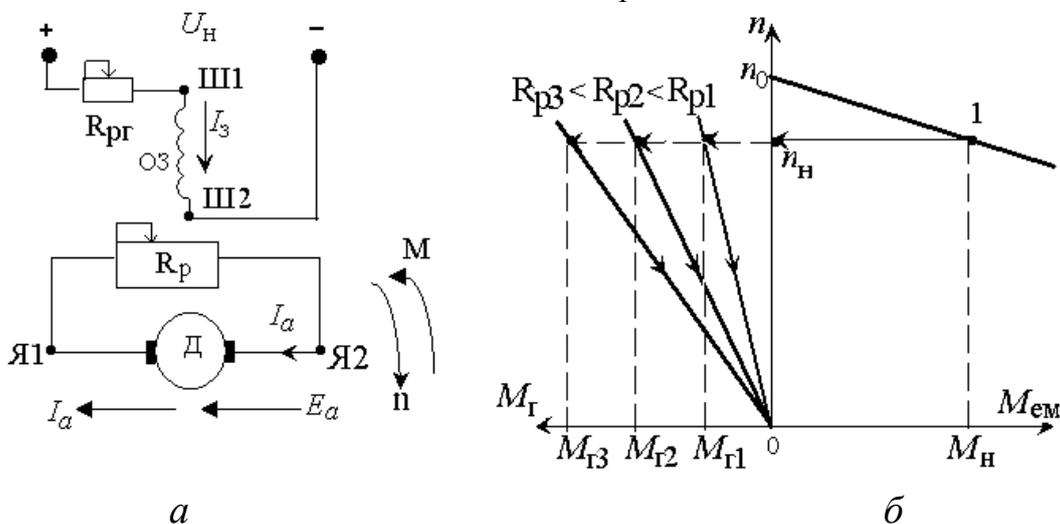


Рис. 10.21. Динамічне гальмування

У цьому випадку машина працює у генераторному режимі і по ОЯ протікає струм $I_a = E_a / (\Sigma R_a + R_p)$, напрямок якого змінюється на протилежний (рис. 10.21,а) порівняно з руховим режимом (рис. 10.19). Створений при цьому електромагнітний момент призводить до повної зупинки машини (рис. 10.21,б). Якщо припустити, що ДПС працює у точці 1 на механічній характеристиці $n = f(M_{ем})$ (рис. 10.21,б), то при вмиканні кола якоря на розрядний опір двигун переходить на характеристику, розташовану у другому квадранті, та під дією гальмового моменту гальмується до повної зупинки.

Величина гальмового моменту ($M_{г1} < M_{г2} < M_{г3}$) визначається величиною розрядного опору ($R_{р1} > R_{р2} > R_{р3}$).

Оскільки у режимі динамічного гальмування напрямок магнітного потоку, який визначає напрямок ЕРС ОЯ, не повинен змінюватися, то у ДПС послідовного збудження (рис. 10.22, а) при реалізації режиму динамічного гальмування необхідно змінювати підмикання послідовної ОЗ (рис. 10.22,б).

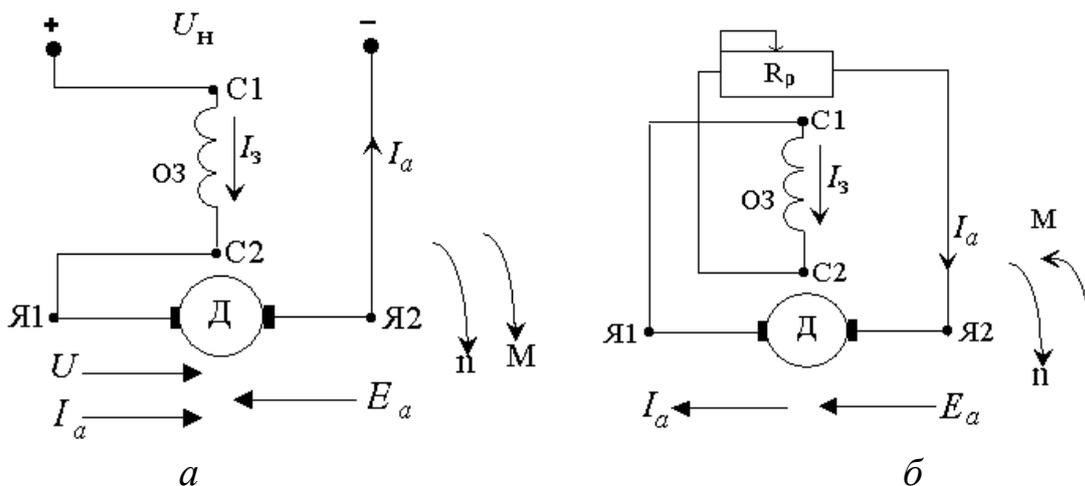


Рис.10.22. Динамічне гальмування ДПС послідовного збудження

Електромагнітне гальмування (рис. 10.23, а) можливо при зміні полярності напруги, що підводиться до двигуна. Зміна напрямку струму якоря (рис. 10.23,а) призводить до створення гальмового моменту і двигун переходить з точки 1 механічної характеристики (рис. 10.23,б) у другий квадрант на характеристику (рис. 10.23,б), нахил якої визначається величиною додаткового опору (R_d на рис. 10.23,а) та під дією гальмового моменту буде гальмуватися.

При досягненні частоти обертання $n = 0$ ДПС необхідно вимкнути з мережі для запобігання зміні напрямку обертання якоря. З енергетичної точки зору цей вид гальмування є найбільш небезпечним для двигуна, тому що механічна та електрична енергія перетворюються у двигуні в тепло.

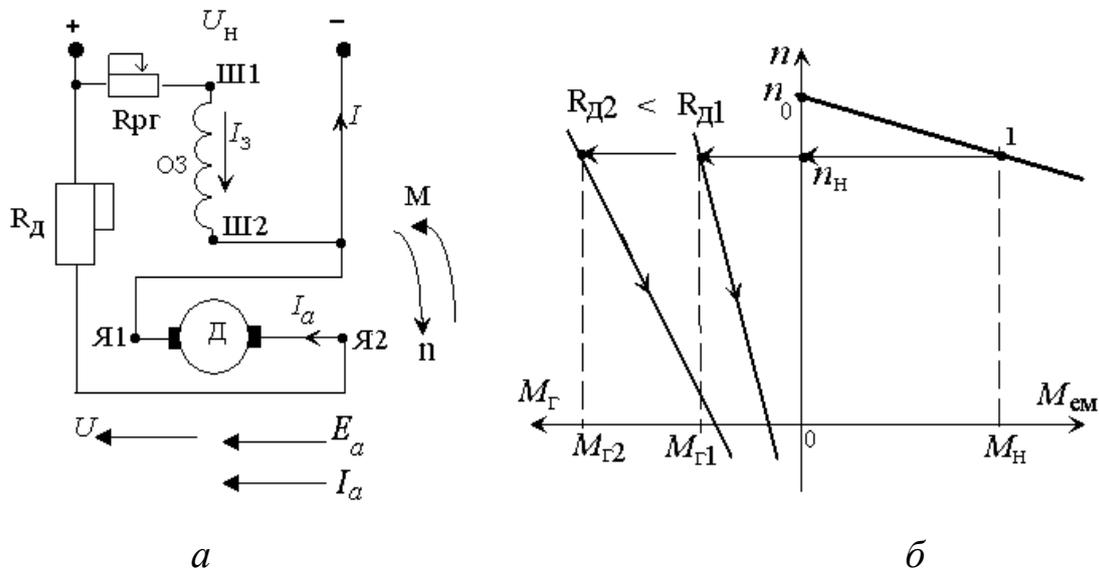


Рис. 10.23. Електромагнітне гальмування

11. МАТЕРІАЛ ДЛЯ САМОСТІЙНОЇ РОБОТИ

Запитання для самоперевірки

1. Поясніть сутність закону електромагнітної індукції.
2. Поясніть сутність закону електромагнітних сил.
3. В чому полягає принцип зворотності електричних машин?
4. Поясніть сутність закону повного струму.
5. Поясніть призначення колектора в машинах постійного струму.
6. Як виконуються головні полюси машини постійного струму?
7. Чому осердя якоря МПС збирається з окремих листів сталі?
8. Які типи колекторів застосовують в МПС?
9. Поясніть конструкцію щіткового вузла.
10. Поясніть принцип дії генератора постійного струму.
11. Поясніть принцип дії двигуна постійного струму.
12. Дайте поняття витка, секції та котушки.
13. Чому дорівнює число секцій обмотки та число колекторних пластин?
14. Як впливає ширина секції на величину ЕРС та витрату міді?
15. Як розраховується перший частковий крок обмотки якоря?
16. Наведіть вимоги до обмоток машини постійного струму.
17. Дайте поняття зсуву векторів в електричних градусах.
18. Поясніть принцип побудови зірки пазових ЕРС.
19. Як розраховуються кроки простої петльової обмотки якоря?
20. Скільки паралельних гілок має проста петльова обмотка якоря?
21. Поясніть побудову схеми розгортки простої ПО.
22. Поясніть побудову схеми паралельних гілок простої ПО.

23. В чому призначення зрівнювачів I роду?
24. Поясніть причини пульсації ЕРС на щітках.
25. В чому призначення зрівнювачів II роду?
26. Поясніть побудову полігону ЕРС двократно замкненої ПО.
27. Як розраховуються кроки простої хвильової обмотки якоря?
28. Поясніть побудову простої хвильової обмотки якоря.
29. Поясніть побудову симетричної багатоголової ХО.
30. Поясніть побудову несиметричної ХО з мертвою секцією.
31. Поясніть побудову несиметричної ХО з штучно замкненою секцією.
32. Поясніть, як утворюються секції комбінованої обмотки.
33. Від яких величин залежить ЕРС в обмотці якоря МПС?
34. За яким правилом знаходиться напрямок ЕРС провідника ОЯ?
35. Від яких величин залежить електромагнітний момент МПС?
36. За яким правилом знаходиться напрямок електромагнітного моменту?
37. Який напрямок обертання має МПС у руховому і генераторному режимах при однаковому напрямку струму в обмотці якоря?
38. На які ділянки розбивається магнітне коло машини при визначенні МРС обмотки збудження?
39. Що враховує коефіцієнт повітряного зазору?
40. В чому особливість розрахунку МРС зубцевої зони?
41. Як визначити коефіцієнт насичення магнітного кола?
42. Поясніть розподіл основного магнітного поля МПС.
43. Дайте поняття ліній геометричної та фізичної нейтралі.
44. Поясніть розподіл МРС та індукції поля якоря МПС.
45. Поясніть розподіл результуючого поля МПС.
46. В чому проявляється вплив поля якоря на роботу МПС?
47. Як врахувати дію поля якоря?
48. Як змінюється розподіл поля при зсуві щіток з лінії геометричної нейтралі?
49. Способи зменшення дії поля якоря в машинах постійного струму.
50. Поясніть зміну струму в секції при переході її з однієї до іншої паралельної гілки.
51. Як довго триває комутаційний процес?
52. Запишіть рівняння електричної рівноваги секції, що комутується, і вираз для визначення струму в секції при прямолінійній комутації.
53. Зобразити криві зміни струму в секції, що комутується, при різних комутаціях.
54. Якими показниками характеризуються класи комутації МПС?
55. Як ЕРС наводяться у короткозамкненій секції ОЯ?
56. Поясніть процес поліпшення комутації за допомогою додаткових полюсів та зсувом щіток з лінії геометричної нейтралі.

57. Як встановити щітки на нейтраль?
58. Поясніть процес настроювання комутації.
59. Поясніть процес самозбудження генератора паралельного збудження.
60. Порівняйте зовнішні та регульовальні характеристики генераторів із різними способами збудження.
61. За яким правилом можна визначити напрямок електромагнітного моменту ДПС?
62. Які способи зменшення пускового струму застосовують у ДПС?
63. Як можна змінити напрямок обертання ДПС?
64. Як можна регулювати частоту обертання ДПС?
65. Проведіть порівняння електромеханічних та механічних характеристик ДПС паралельного, послідовного та змішаного збудження.
66. Як залежить момент ДПС послідовного збудження від струму якоря?
67. Як визначається умова стійкої роботи ДПС?

Типові задачі по машинах постійного струму

Задача 11. 1

Напруга на затисках генератора паралельного збудження при навантаженні зовнішнім опором $R_H = 0,45 \text{ Ом}$ становить $U_H = 230 \text{ В}$. Опори обмоток якоря й збудження $R_a = 0,01 \text{ Ом}$, $R_z = 40 \text{ Ом}$. Магнітний потік машини $\Phi = 0,0275 \text{ Вб}$, кутова швидкість якоря $\Omega = 152 \text{ рад/с}$.

Визначити ЕРС генератора, електромагнітний момент, втрати в щітковому контакті, конструктивну постійну (c).

Розв'язання

1. ЕРС генератора

$$E_{aH} = U_H + I_{aH} \cdot R_a + 2\Delta U_{щ} = 230 + 511 \cdot 0,01 + 2 = 237,1 \text{ В},$$

де струм якоря $I_{aH} = U_H / R_H = 230 / 0,45 = 511 \text{ А}$.

2. З формули для ЕРС якоря конструктивний коефіцієнт

$$c = \frac{E_a}{\Phi \cdot \Omega} = 237 / (0,0275 \cdot 152) = 56,7.$$

3. Електромагнітний момент

$$M_{eMН} = c \cdot \Phi \cdot I_{aH} = 56,7 \cdot 0,0275 \cdot 511 = 796,8 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

4. Втрати в щітковому контакті

$$\Delta p_{eщ} = \Delta U_{щ} \cdot I_{aH} = 1 \cdot 511 = 511 \text{ Вт}.$$

Задача 11.2

Чотириполюсний генератор паралельного збудження має просту хвильову обмотку з числом провідників $N=198$. Номінальні дані генератора $P_H = 88 \text{ кВт}$, $U_H = 230 \text{ В}$, $n_H = 1400 \text{ об/хв}$. Опір обмотки якоря $R_a = 0,019 \text{ Ом}$, струм збудження $I_3 = 8 \text{ А}$.

Визначити електромагнітний момент генератора, магнітний потік, втрати в обмотці якоря та колі збудження.

Розв'язання

1. Номінальна потужність генератора $P_H = U_H \cdot I_H$, звідки визначаємо номінальний струм

$$I_H = P_H / U_H = 88 \cdot 10^3 / 230 = 382,6 \text{ А}.$$

2. Струм якоря генератора

$$I_{aH} = I_H + I_3 = 382,6 + 8 = 390,6 \text{ А}.$$

3. ЕРС генератора

$$E_{aH} = U_H + I_{aH} \cdot R_a = 230 + 390,6 \cdot 0,019 = 237,4 \text{ В}.$$

4. Електромагнітний момент

$$M_{\text{емH}} = \frac{P_{\text{ем}}}{\Omega_H} = \frac{E_{aH} \cdot I_{aH}}{\Omega_H} = 237,4 \cdot 390,6 / 152,8 = 606,9 \text{ Н} \cdot \text{м},$$

де $\Omega_H = 2\pi \cdot n_H / 60 = 2\pi \cdot 1460 / 60 = 152,8 \text{ рад/с}$.

5. Магнітний потік

$$\Phi = \frac{E_{aH}}{c_e \cdot n_H} = \frac{237,4}{6,6 \cdot 1460} = 0,0246 \text{ Вб},$$

де постійний коефіцієнт

$$c_e = p \cdot N / 60a = 2 \cdot 198 / 60 \cdot 1 = 6,6.$$

6. Електричні втрати в обмотках якоря та збудження

$$\Delta p_a = I_{aH}^2 \cdot R_a = 390,6^2 \cdot 0,019 = 2898,8 \text{ Вт},$$

$$\Delta p_3 = I_3 \cdot U_H = 8 \cdot 230 = 1840 \text{ Вт}.$$

Задача 11.3

Чотириполюсний двигун паралельного збудження при напрузі $U_H = 220 \text{ В}$ розвиває електромагнітний момент $M_{\text{ем}} = 220 \text{ Н} \cdot \text{м}$ при струмі в якорі $I_a = 82 \text{ А}$. Проста хвильова обмотка якоря складається з 490 провідників, опір обмотки $R_a = 0,12 \text{ Ом}$, падіння напруги в щітковому контакті $2\Delta U_{\text{щ}} = 2 \text{ В}$.

Визначити магнітний потік двигуна, електромагнітну потужність. Як зміниться електромагнітна потужність, якщо ввімкнути в коло якоря додатковий опір $R_{\text{дод}} = 1,5 \text{ Ом}$ при незмінній напрузі мережі й струмі якоря?

Розв'язання

1. Величина електромагнітного моменту, $H \cdot m$

$$M_{\text{ем}} = c \cdot \Phi \cdot I_a ,$$

де $c = \frac{p \cdot N}{2\pi \cdot a} = \frac{2 \cdot 490}{6,28 \cdot 1} = 156,05$.

2. Магнітний потік

$$\Phi = \frac{M_{\text{ем}}}{c \cdot I_a} = \frac{220}{156,05 \cdot 82} = 0,0172 \text{ Вб} .$$

3. ЕРС якоря

$$E_a = U_{\text{н}} - I_a \cdot R_a - 2\Delta U_{\text{щ}} = 220 - 82 \cdot 0,12 - 2 = 208,16 \text{ В} .$$

4. Електромагнітна потужність

$$P_{\text{ем}} = E_a \cdot I_a = 208,16 \cdot 82 = 17069 \text{ Вт} .$$

5. ЕРС якоря при вмиканні додаткового опору

$$E_a = U_{\text{н}} - I_a (R_a + R_{\text{дод}}) - 2\Delta U_{\text{щ}} = 220 - 82 \cdot (0,12 + 1,5) - 2 = 85,16 \text{ В} .$$

6. Електромагнітна потужність при вмиканні додаткового опору

$$P_{\text{ем}} = E_a \cdot I_a = 85,16 \cdot 82 = 6983 \text{ Вт} .$$

Задача 11.4

Двигун постійного струму паралельного збудження має дані:

$$U_{\text{н}} = 220 \text{ В} , I_{\text{н}} = 64 \text{ А} , R_a = 0,181 \text{ Ом} , R_3 = 126 \text{ Ом} , n_{\text{н}} = 685 \text{ об/хв} .$$

Визначити, яким має бути опір регулювального реостата у колі якоря двигуна, щоб при моменті на валу $M = 0,6 \cdot M_{\text{н}}$ частота обертання стала $n' = 630$ об/хв. Визначити потужність втрат у регулювальному реостаті. Побудувати штучну механічну характеристику двигуна для цього випадку. Дією реакції якоря зневажати.

Розв'язання

1. Струм якоря

$$I_{a\text{н}} = I_{\text{н}} - I_3 = 64 - 1,75 = 62,25 \text{ А} ,$$

де струм збудження

$$I_3 = U_{\text{н}} / R_3 = 220 / 126 = 1,75 \text{ А} .$$

2. $c_e \cdot \Phi = \frac{U_{\text{н}} - I_{a\text{н}} \cdot R_a}{n} = (220 - 62,25 \cdot 0,181) / 685 = 0,305 \text{ Вб} .$

3. Номінальний момент

$$M_{\text{н}} = P_{\text{н}} / \Omega_{\text{н}} = 12000 \cdot 30 / (3,14 \cdot 685) = 167,4 \text{ Н} \cdot \text{м} .$$

З виразу $M_{\text{н}} = c \cdot \Phi \cdot I_{a\text{н}}$ знаходимо

$$c \cdot \Phi = M_{\text{н}} / I_{a\text{н}} = 167,4 / 62,25 = 2,68 \text{ Вб} .$$

4. Визначаємо нове значення моменту

$$M' = 0,6 \cdot M_H = 0,6 \cdot 167,4 = 100,4 \text{ Н} \cdot \text{м}$$

і струму якоря

$$I'_a = \frac{M'}{c \cdot \Phi} = 100,4 / 2,68 = 37,5 \text{ А}.$$

5. З виразу $E'_a = U_H - I'_a(R_a + R_{\text{дод}})$ знаходимо додатковий опір

$$R_{\text{дод}} = \frac{U - I'_a \cdot r_a - n' \cdot c_e \cdot \Phi}{I'_a} = \frac{220 - 37,5 \cdot 0,181 - 630 \cdot 0,305}{37,5} = 0,562 \text{ Ом}.$$

6. Електричні втрати в колі обмотки якоря

$$\Delta p_a = I_a'^2 \cdot (R_a + R_{\text{дод}}) = 37,5^2 \cdot (0,181 + 0,562) = 1145 \text{ Вт}.$$

7. Швидкість ідеального неробочого ходу

$$n_0 = \frac{U_H}{c_e \cdot \Phi} = 220 / 0,305 = 721,3 \text{ об/хв}.$$

8. Струм КЗ при безпосередньому включенні в мережу

$$I_K = U_H / R_a = 220 / 0,181 = 1215 \text{ А};$$

– при додатковому опорі

$$I'_K = U / (R_a + R_{\text{дод}}) = 220 / (0,181 + 0,562) = 296 \text{ А}.$$

9. Пусковий момент при безпосередньому включенні в мережу

$$M_{\text{п}} = c \cdot \Phi \cdot I_K = 2,68 \cdot 1215 = 3256 \text{ Н} \cdot \text{м};$$

– при додатковому опорі

$$M'_{\text{п}} = c \cdot \Phi \cdot I'_K = 2,68 \cdot 296 = 793 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

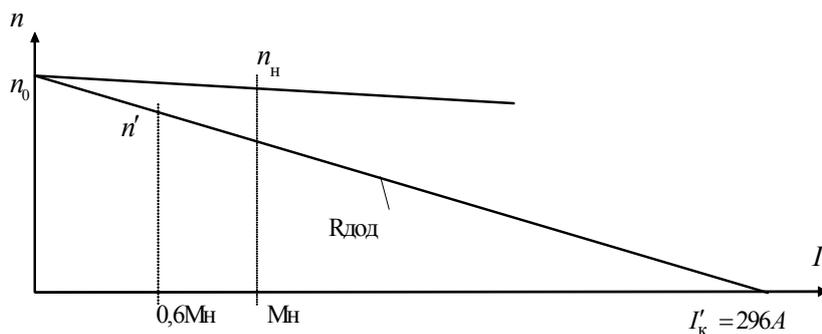


Рис. 11.1.
Штучна
електромеханічна
характеристика

Задача 11.5

Двигун паралельного збудження працює від мережі $U_H = 220 \text{ В}$, споживає струм $I_H = 102 \text{ А}$ та має частоту обертання $n_H = 1500 \text{ об/хв}$. Опори обмотки якоря та збудження $R_a = 0,125 \text{ Ом}$, $R_z = 120 \text{ Ом}$, ККД – $\eta = 84,7\%$.

Визначити струм, споживаний двигуном, і обертальний момент, якщо внаслідок збільшення протидіючого моменту швидкість двигуна зменшилась до $n' = 1450 \text{ об/хв}$. Зміною магнітного потоку зневажити.

Розв'язання

1. Струм збудження

$$I_3 = \frac{U_H}{R_3} = \frac{220}{120} = 1,83 \text{ A.}$$

2. Струм якоря

$$I_{aH} = I_H - I_3 = 102 - 1,83 = 100,17 \text{ A.}$$

3. ЕРС якоря

$$E_{aH} = U_H - I_{aH} R_a = 220 - 100,17 \cdot 0,125 = 207,48 \text{ B.}$$

4. Величина

$$c_e \cdot \Phi = \frac{E_{aH}}{n_H} = 207,48 / 1500 = 0,138 \text{ Вб.}$$

5. ЕРС якоря при частоті обертання $n' = 1450 \text{ об/хв.}$

$$E'_a = c_e \cdot \Phi \cdot n' = 0,138 \cdot 1450 = 200,5 \text{ B.}$$

6. Струм якоря при новому навантаженні

$$I'_a = \frac{U - E'_a}{R_a} = \frac{220 - 200,5}{0,125} = 156 \text{ A.}$$

7. Споживаний струм при новому навантаженні

$$I' = I'_a + I_3 = 156 + 1,83 = 157,83 \text{ A.}$$

8. Величина електромагнітного моменту

$$M' = c \cdot \Phi \cdot I'_a = \frac{60}{2\pi} \cdot c_e \cdot \Phi \cdot I'_a = \frac{60 \cdot 0,138 \cdot 157,83}{6,28} = 208 \text{ Н} \cdot \text{м.}$$

Задача 11.6

Двигун послідовного збудження має номінальні дані: $P_H = 42 \text{ кВт}$, $U_H = 220 \text{ В}$, $I_{aH} = 222 \text{ А}$, $n_H = 850 \text{ об/хв}$, $R_a = 0,032 \text{ Ом}$, $R_c = 0,02 \text{ Ом}$, $2\Delta U_{щ} = 2 \text{ В}$.

Визначити коефіцієнт корисної дії, електромагнітний момент, частоту обертання й струм в обмотці якоря при напрузі на затискачах, яка дорівнює половині номінальної, якщо момент залишається номінальним. Дією реакції якоря зневажати.

Розв'язання

1. Для двигуна послідовного збудження

$$I = I_{aH} = I_3 = 222 \text{ A.}$$

2. Споживана потужність

$$P_1 = U_H \cdot I = 220 \cdot 222 = 48840 \text{ Вт.}$$

3. Коефіцієнт корисної дії

$$\eta_H = P_H / P_1 = 42 / 48,84 = 0,86.$$

4. Номінальний момент

$$M_H = \frac{P_H}{\Omega_H} = \frac{P_H \cdot 60}{2 \cdot \pi \cdot n_H} = \frac{42000 \cdot 60}{6,28 \cdot 850} = 472 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

5. ЕРС якоря при номінальній напрузі

$$\begin{aligned} E_{aH} &= U_H - I_{aH}(R_a + R_c) - 2\Delta U_{\text{щ}} = \\ &= 220 - 222 \cdot (0,032 + 0,02) - 2 = 206,46 \text{ В}. \end{aligned}$$

6. З формули для ЕРС визначаємо

$$c_e \cdot \Phi = E_{aH} / n_H = 206,46 / 850 = 0,243 \text{ Вб}.$$

7. ЕРС якоря при зниженій напрузі

$$E_a = U' - I_{aH}(R_a + R_c) - 2\Delta U_{\text{щ}} = 110 - 222 \cdot (0,032 + 0,02) - 2 = 96,46 \text{ В}.$$

Струм якоря залишається незмінним, внаслідок умови

$$M_{\text{ем}} = c \cdot \Phi \cdot I_a = \text{const}.$$

8. Частота обертання при зниженій напрузі

$$n' = E_a / (c_e \cdot \Phi) = 96,46 / 0,243 = 397 \text{ об/хв}.$$

Задача 11.7

Двигун послідовного збудження підключений до мережі з напругою $U_H = 440 \text{ В}$. Частота обертання $n = 2000 \text{ об/хв}$ при струмі в обмотці якоря $I_{aH} = 50 \text{ А}$. Опір обмотки якоря $R_a = 0,3 \text{ Ом}$, обмотки збудження $R_z = 0,2 \text{ Ом}$.

Визначити частоту обертання двигуна при струмі $I'_a = 100 \text{ А}$, припускаючи, що магнітна система двигуна ненасичена. Як зміниться швидкість двигуна n' , якщо при струмі якоря $I'_a = 100 \text{ А}$ обмотка збудження шунтована опором $R_{\text{щ}} = 0,2 \text{ Ом}$?

Розв'язання

Схема вмикання двигуна до мережі та електромеханічні характеристики наведені на рис. 11.2, а,б.

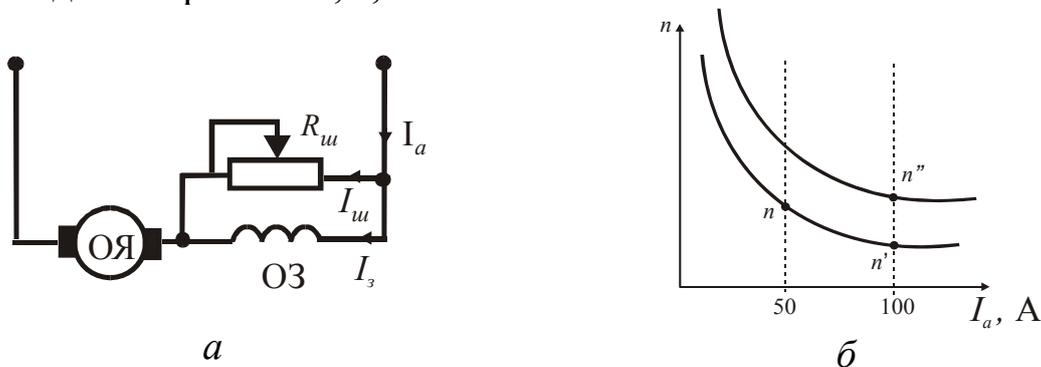


Рис. 11.2. Схема двигуна послідовного збудження (а) та електромеханічні характеристики (б)

У двигуні послідовного збудження при ненасиченій магнітній системі магнітний потік пропорційний струму якоря $\Phi = k \cdot I_a$.

Рівняння електричної рівноваги

$$U_H = E_H + I_{aH}(R_a + R_3), \text{ де } E_a = c_e \cdot \Phi \cdot n.$$

1. Визначимо $c_e \cdot \Phi$:

при струмі $I_a = 50 \text{ A}$

$$c_e \cdot \Phi = \frac{U_H - I_{aH} \cdot (R_a + R_3)}{n} = \frac{[440 - 50(0,3 + 0,2)]}{2000} = 0,2075 \text{ Вб},$$

при струмі $I'_a = 100 \text{ A}$ потік

$$c_e \cdot \Phi' = (c_e \cdot \Phi) \cdot \frac{I'_a}{I_a} = 0,2075 \cdot 2 = 0,415 \text{ Вб}.$$

2. Частота обертання n' при струмі $I'_a = 100 \text{ A}$

$$n' = \frac{U_H - I'_a(R_a + R_3)}{c_e \cdot \Phi'} = \frac{[440 - 100(0,3 + 0,2)]}{0,415} = 939,76 \text{ об/хв}.$$

3. При шунтуванні обмотки збудження опором струм в обмотці збудження зменшується та стає $I_3 = I'_a - I_{ш}$,

де $I_{ш}$ – струм через шунтувальний опір $R_{ш}$ (рис. 11.2,а)

$$I_{ш} = I'_a \cdot \frac{R_{ш}}{R_{ш} + R_3} = 100 \cdot \frac{0,2}{0,2 + 0,2} = 50 \text{ A},$$

$$I_3 = 100 - 50 = 50 \text{ A}, \text{ а } c_e \cdot \Phi' = c_e \cdot \Phi = 0,2075 \text{ Вб}.$$

4. Швидкість якоря n'' при шунтуванні обмотки збудження та струмі $I'_a = 100 \text{ A}$

$$n'' = \left[U_H - I'_a \left(R_a + \frac{R_{ш} \cdot R_3}{R_{ш} + R_3} \right) \right] / (c_e \cdot \Phi') = \\ = (440 - 100(0,3 + 0,1)) / 0,2075 = 1928 \text{ об / хв}.$$

Задача 11.8

Для двигуна постійного струму паралельного збудження відомі наступні дані: номінальна потужність $P_H = 95 \text{ кВт}$, номінальна напруга $U_H = 220 \text{ В}$, номінальний струм $I_H = 470 \text{ A}$, опір обмоток кола якоря $r_a = 0,0125 \text{ Ом}$, номінальний струм збудження $I_{3H} = 4,25 \text{ A}$, номінальна частота обертання $n_H = 500 \text{ об / хв}$.

Визначити: коефіцієнт корисної дії, електричні втрати в обмотках якоря й збудження, постійну складову втрат потужності, струм неробочого ходу, значення додаткового опору кола якоря, при яким двигун роз-

виває номінальну потужність при частоті обертання $n = 400 \text{ об / хв}$. Спанданням напруги на щітках та зміною магнітного потоку зневажає.

Розв'язання

Споживана з мережі потужність

$$P_1 = U_H \cdot I_H = 220 \cdot 470 = 103,4 \text{ кВт}.$$

Коефіцієнт корисної дії

$$\eta = P_H / P_1 = 95 / 103,4 = 0,919.$$

Струм обмотки якоря

$$I_{\text{ан}} = I_H - I_{\text{вн}} = 470 - 4,45 = 465,75 \text{ А}.$$

Втрати потужності в обмотці якоря

$$\Delta p_{\text{еа}} = I_{\text{ан}}^2 \cdot r_a = 465,75^2 \cdot 0,0125 = 2,71 \text{ кВт}.$$

Втрати потужності в обмотці збудження

$$\Delta p_{\text{ез}} = I_{\text{зн}} \cdot U_H = 4,25 \cdot 220 = 0,935 \text{ кВт}.$$

Постійна частка втрат потужності, що складається із втрат у сталі, механічних втрат, додаткових втрат і електричних втрат кола збудження

$$P_0 = P_1 - (P_H + \Delta p_{\text{еа}}) = 103,4 - (95 + 2,71) = 5,69 \text{ кВт}.$$

Струм неробочого ходу

$$I_0 = P_0 / U_H = 5,69 \cdot 10^3 / 220 = 25,9 \text{ А}.$$

Електрорушійна сила якоря при номінальній частоті обертання

$$E_{\text{ан}} = U_H - I_{\text{ан}} \cdot r_a = 220 - 465,75 \cdot 0,0125 = 214,2 \text{ В}.$$

ЕРС при частоті обертання $n = 400 \text{ об / хв}$

$$E_a = E_{\text{ан}} \cdot \frac{n}{n_H} = 214,2 \cdot \frac{400}{500} = 171,4 \text{ В}.$$

Струм якоря при номінальній потужності двигуна й частоті обертання $n = 400 \text{ об / хв}$

$$I_a = \frac{M_2}{c \cdot \Phi} = \frac{P_H}{\Omega} \cdot \frac{1}{c \cdot \Phi} = \frac{P_H}{\Omega} \cdot \frac{\omega_H}{E_H} = \frac{P_H}{E_a} = \frac{95 \cdot 10^3}{171,4} = 554,3 \text{ А}.$$

Додатковий опір кола якоря, при яким двигун розвиває номінальну потужність при $n = 400 \text{ об / хв}$, визначається на підставі другого закону Кирхгофа $U_H = E_a + I_a (r_a + r_{\text{дод}})$.

Додатковий опір

$$r_{\text{дод}} = \frac{U_H - E_a}{I_a} - r_a = \frac{220 - 171,4}{554,3} - 0,0125 = 0,0752 \text{ Ом}.$$

ЧАСТИНА 2. ТРАНСФОРМАТОРИ

12. КЛАСИФІКАЦІЯ ТА КОНСТРУКЦІЯ ТРАНСФОРМАТОРІВ

12.1. Основні визначення та класифікація трансформаторів

Трансформатором (ТР) називається статичний електромагнітний апарат, призначений для перетворення однієї системи змінного струму (первинної) в іншу (вторинну), що відрізняється від первинної своїми показниками: у загальному випадку величиною напруги і струму, частотою, числом фаз.

Перетворення електричної енергії в ТР відбувається за допомогою електромагнітного поля, що зв'язує дві або більше обмоток.

Обмотка ТР, що приймає енергію з мережі, називається *первинною*, а обмотка, що віддає енергію, називається *вторинною*.

Обмотки ТР розраховуються для підключення до мереж із різними напругами. Обмотка, яка призначена для приєднання до мережі з більш високою напругою, називається *обмоткою високої напруги* (ВН), а для приєднання до мережі з меншою напругою – *обмоткою низької напруги* (НН).

Якщо вторинна напруга менше від первинної, то ТР називають *знижувальним*, а якщо більше – *підвищувальним*.

Класифікують ТР за декількома ознаками:

за призначенням:

- *силові* – для живлення силового й освітлювального навантажень;
- *спеціальні* – для живлення струмоприймачів спеціального призначення (електропечей, зварювальних апаратів та ін.);
- *вимірювальні* – для перетворення контрольованого сигналу (напруги або струму) до стандартної величини, що підлягає вимірюванню;
- *перетворюючі* – для перетворення числа фаз змінного струму, для перетворення частоти, для випрямних установок;
- *імпульсні* – для одержання імпульсних сигналів та іншого, що виникають в установках автоматики і телемеханіки;
- *автотрансформатори* для перетворення напруги в невеликих межах;

за числом фаз, що трансформуються:

- однофазні, трифазні, багатофазні;

за формою магнітної системи:

– стержньові, броньові, броньостержньові;

за числом обмоток на фазу:

– двообмоткові, багатообмоткові;

за видом охолодження:

– із повітряним (сухі ТР), масляним (масляні ТР) та охолодженням негорючим діелектриком.

Будь-яке охолодження може бути природним (*М, С*) та примусовим (*Д, ДЦ, Ц*).

Позначення силових трансформаторів

$$\begin{array}{cccccc} A & T & Ц & T & H & - & 160000 & / & 220 \\ \hline 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & & & & \end{array}$$

Таблиця 12.1

Розшифровування позначення трансформаторів

1	<i>A</i> –	Автотрансформатор (трансформатор не позначається)
2	{	<i>O</i> – однофазний
		<i>T</i> – трифазний
		<i>P</i> – з розщепленою обмоткою НН
3	{	<i>M</i> – природне масляне охолодження
		<i>Д</i> – масляне з дуттям та природною циркуляцією масла
		<i>ДЦ</i> – масляне з дуттям та примусовою циркуляцією масла
		<i>МВ</i> – масляно-водяне з природною циркуляцією масла
		<i>Ц</i> – масляно-водяне з примусовою циркуляцією масла
		<i>С</i> – природне повітряне при відкритому виконанні
		<i>СЗ</i> – природне повітряне при закритому виконанні
		<i>СГ</i> – природне повітряне при герметичному виконанні
	<i>Н</i> – природне охолодження негорючим діелектриком	
4	<i>T</i> –	триобмотковий (двообмотковий не позначається)
5	<i>Н</i> –	регулювання напруги під навантаженням; регулювання напруги без збудження – не позначається
Через дріб – потужність ТР, <i>кВ·А</i> / напруга обмотки ВН, <i>кВ</i>		

12.2. Конструкція магнітної системи

Залежно від конфігурації магнітної системи ТР підрозділяють на стержньові (рис. 12.1,а), броньові (рис. 12.1,б) і тороїдальні (рис. 12.1,в). Стержнем 2 (рис. 12.1) називають частину магнітної системи (МС), на якій розміщують обмотки. Частина МС, на котрій обмотки відсутні, називають ярмом (рис. 12.1).

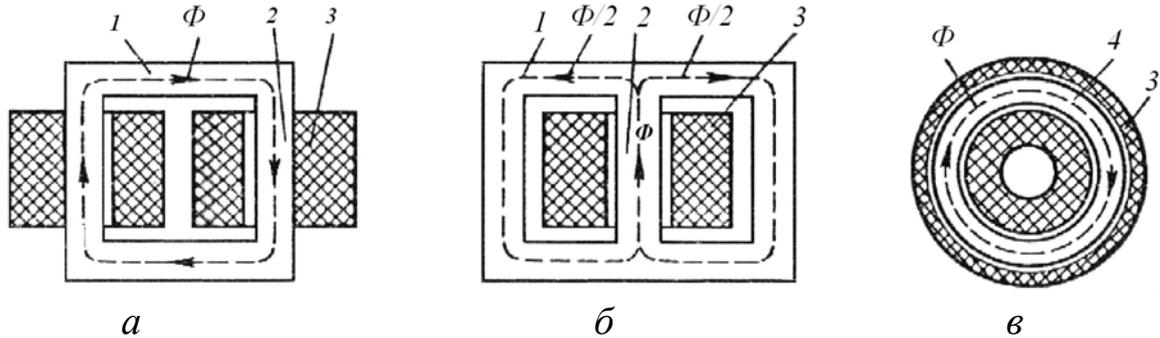
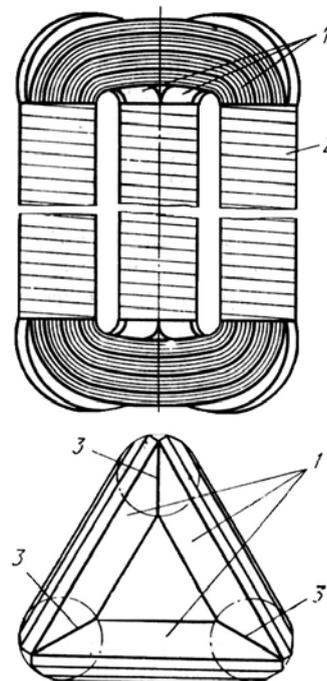


Рис. 12.1. Основні типи однофазних трансформаторів:
1 – ярмо; 2 – стержень; 3 – обмотки; 4 – тороїдальний магнітопровід

За взаємним розташуванням стержнів та ярем магнітні системи можуть бути плоскими (рис. 12.1) та просторовими (рис. 12.2).

Рис. 12.2.
Просторова магнітна система:
1 – елементи витой стрічкової магнітної системи;
2 – склобандаж;
3 – ізоляційна прокладка стику двох частин складового стержня



ТР великої і середньої потужності звичайно виконують стержньовими (рис.12.3). Вони мають кращі умови охолодження та менші маси, ніж броньові.

При значних потужностях (більш за $80 \div 100 \text{ МВ} \cdot \text{А}$ на фазу) часто застосовують броньостержньові ТР. Така конструкція дозволяє зменшити поперечний перетин верхнього і нижнього ярем порівняно зі стержньовими ТР, у ре-

зультаті чого зменшується висота ТР і спрощується його транспортування.

Для зменшення втрат від вихрових струмів магнітопроводи ТР збирають з ізованих листів електротехнічної сталі (при частоті 50 Гц) завтовшки $(0,28 \div 0,35)$ мм. Застосовують анізотропну холоднокатану сталь із ребровою структурою (марки 3404 ÷ 3415).

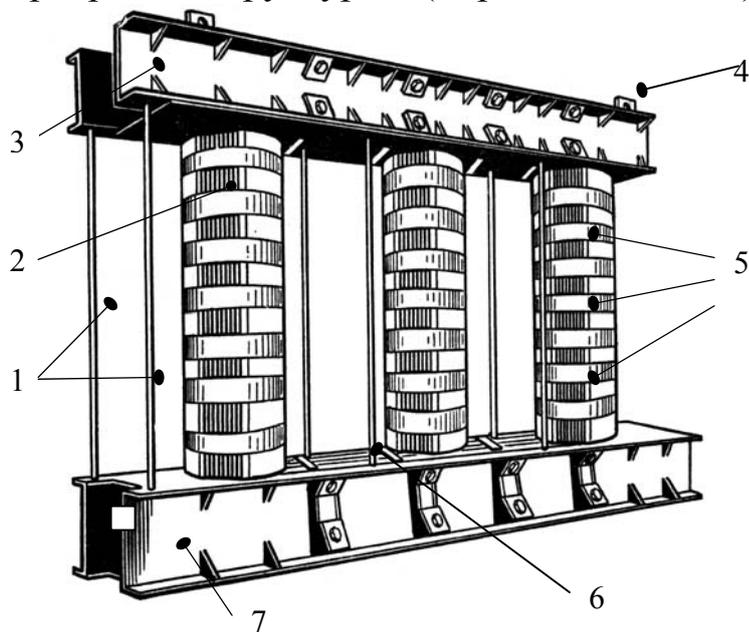


Рис. 12.3. Магнітна система силового трифазного трансформатора:

- 1 – стяжні шпильки;
- 2 – стержень;
- 3, 7 – ярмові балки;
- 4 – підйомні планки;
- 5 – склобандажі;
- 6 – ярмо

При збігу напрямків магнітного потоку і прокатки втрати в сталі на перемагнічування зменшуються у два-три рази, а магнітна проникність та індукція насичення зростають.

За засобом збирання розрізняють стикові і шихтовані магнітопроводи. У стикових магнітопроводах стержні та ярма збирають і скріплюють роздільно, а потім встановлюють у стик та з'єднують між собою. У місці стику, щоб уникнути замикання листів, встановлюють ізоляційні прокладки. Шихтовані магнітопроводи мають значно менший магнітний опір, ніж стикові, тому стикові застосовують зараз тільки в мікротрансформаторах.

Стержні магнітної системи у силових ТР невеликої потужності мають прямокутний або хрестоподібний перетин (рис. 12.4,а,б), а в більш потужних – східчастий, який за формою наближається до кола (рис. 12.4,в). Така форма забезпечує одержання необхідного поперечного перетину стержня при мінімальному діаметрі, що дозволяє зменшити довжину витків обмоток та витрати обмотувальних проводів.

При великому перетині стержнів їх збирають з окремих сталевих пакетів, між якими розташовують поздовжні канали завширшки $(5 \div 6)$ мм, а в деяких конструкціях використовують і поперечні канали (рис. 12.4,г) для циркуляції охолоджувальної рідини.

Стяжку (опресування) стержнів у ТР невеликої потужності здійснюють за допомогою дерев'яних або пластмасових планок, установлених

між стержнем і жорстким ізоляційним циліндром, на якому намотана обмотка НН. У більш потужних трансформаторах із магнітопроводами з холоднокатаної анізотропної сталі стержні стягують бандажами зі склострічки або сталеві стрічки.

Ярма, що з'єднують стержні, виконують звичайно прямокутного, Т-подібного або східчастого перетину, які на $(2\div 5)\%$ більше від перетину стержнів. Це зменшує індукцію у сталі ярма та втрати потужності в ньому. Ярма стягують за допомогою дерев'яних або сталевих опорних балок (рис. 12.3), бандажів із склострічки чи сталеві стрічки або за допомогою шпильок.

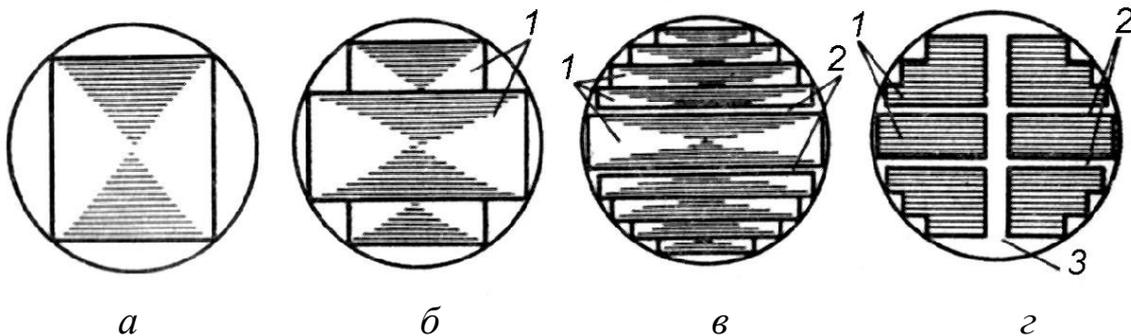


Рис. 12.4. Форми перетину стержнів трансформаторів:
1 – пакети листів; 2 – поздовжні канали; 3 – поперечний канал

ТР малої потужності та мікротрансформатори часто виконують броньовими, тому що вони мають більш низьку вартість порівняно зі стержневими через менше число котушок та спрощення збирання і виготовлення. Застосовують також і малопотужні ТР стержневого типу з однією або двома котушками. Перевага тороїдальних ТР – відсутність в магнітній системі повітряних зазорів, що значно зменшує магнітний опір магнітопроводу. У ТР малої потужності магнітопровід збирають із штампованих пластин П-, Ш- та О-подібної форми (рис. 12.5,а,б,в). При використанні листів Ш- чи П-подібної форми магнітопровід може бути зібраний «з переплетінням» або «в стик».

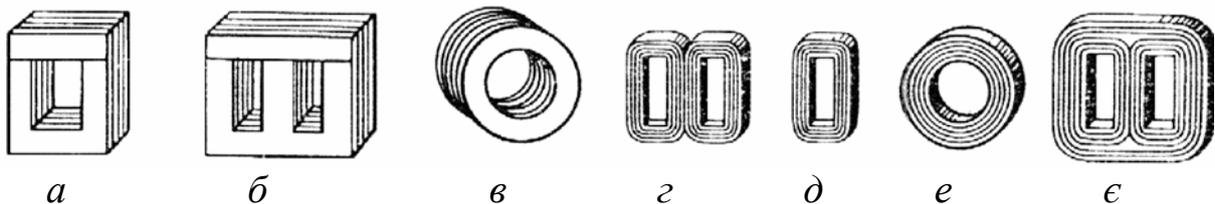


Рис. 12.5. Магнітні системи трансформаторів малої потужності:
а, д – стержньові; б, г – броньові; в, е – тороїдальні; є – трифазні

Широке застосування одержали також МС, навиті з вузької стрічки електротехнічної сталі (звичайно з анізотропної холоднокатаної сталі) або зі спеціальних сплавів типу пермалой (рис. 12.5,г-є). Основною перевагою

їх перед шихтованими є краще використання феромагнітного матеріалу завдяки орієнтації магнітного потоку в напрямку прокату сталі або пермалю та більш високому опору вихровим струмам, що призводить до зменшення втрат у магнітопроводі. Стрічкові МС (рис. 12.5,г-є) бувають нерознімними та рознімними.

Рознімні МС виконують із двох половин. Щоб зменшити магнітний опір МС в місцях стику, торцеві поверхні обох половин шліфують, потім вкладають у котушку і склеюють по шліфованих поверхнях спеціальним клеєм, виготовленим на основі епоксидної смоли з феромагнітним наповнювачем.

Для ТР, що працюють при частоті 400 та 500 Гц, магнітопроводи виконують із спеціальних сортів електротехнічної сталі з малими питомими втратами при підвищеній частоті, а також із залізо-нікелевих сплавів типу пермалю. Товщина листів складає 0,2; 0,15; 0,1 та 0,08 мм. При частотах більш за $(10 \div 20)$ кГц магнітопроводи пресують із порошкових матеріалів (магнітодіелектриків та феритів).

12.3. Конструкція обмоток

Для кращого магнітного зв'язку первинну і вторинну обмотки ТР прагнуть розташовувати якнайближче одну до одної. При цьому на кожному стержні МС розміщують обидві обмотки або концентрично – одну поверх іншої, або у вигляді кількох дискових котушок, що чергуються по висоті стержня. У першому випадку обмотки називають **концентричними**, у другому – **переміжними**.

У силових ТР звичайно застосовують концентричні обмотки, причому ближче до стержнів розташовують обмотку НН, що потребує меншої ізоляції відносно остова трансформатора, а зовні – обмотку ВН. У деяких випадках для зменшення індуктивного опору розсіяння обмоток застосовують подвійні концентричні (розщеплені) обмотки, у яких обмотку НН поділяють на дві частини з однаковим числом витків. Переміжні обмотки застосовують рідко і в основному для спеціальних трансформаторів.

Обмотки ТР виготовляють із мідних або алюмінієвих проводів. При використанні алюмінію поперечний перетин проводу беруть приблизно на 70 % більше, ніж при використанні міді, через більший питомий електричний опір алюмінію. У зв'язку з цим габарити і маса ТР з алюмінієвими обмотками більше, ніж у ТР із мідними обмотками. При невеликих струмах обмотки виконують з ізольованого проводу круглого перетину, при великих струмах застосовують проводи прямокутного перетину. У ряді випадків обмотки намотують із кількох паралельних проводів.

За конструкцією концентричні обмотки підрозділяють на **циліндричні, безперервні та гвинтові**.

Циліндричні обмотки (рис. 12.6,а), виконані з прямокутного проводу, звичайно застосовують як обмотки нижчої напруги при потужностях до $250 \text{ кВ}\cdot\text{А}$ на один стержень (до $630 \text{ кВ}\cdot\text{А}$ для трифазного ТР) і напрузі до 6 кВ . При потужності $(10 \div 16) \text{ кВ}\cdot\text{А}$ обмотку намотують в один-два шари, а при великих потужностях – в два шари, з'єднаних послідовно (рис. 12.6,б).

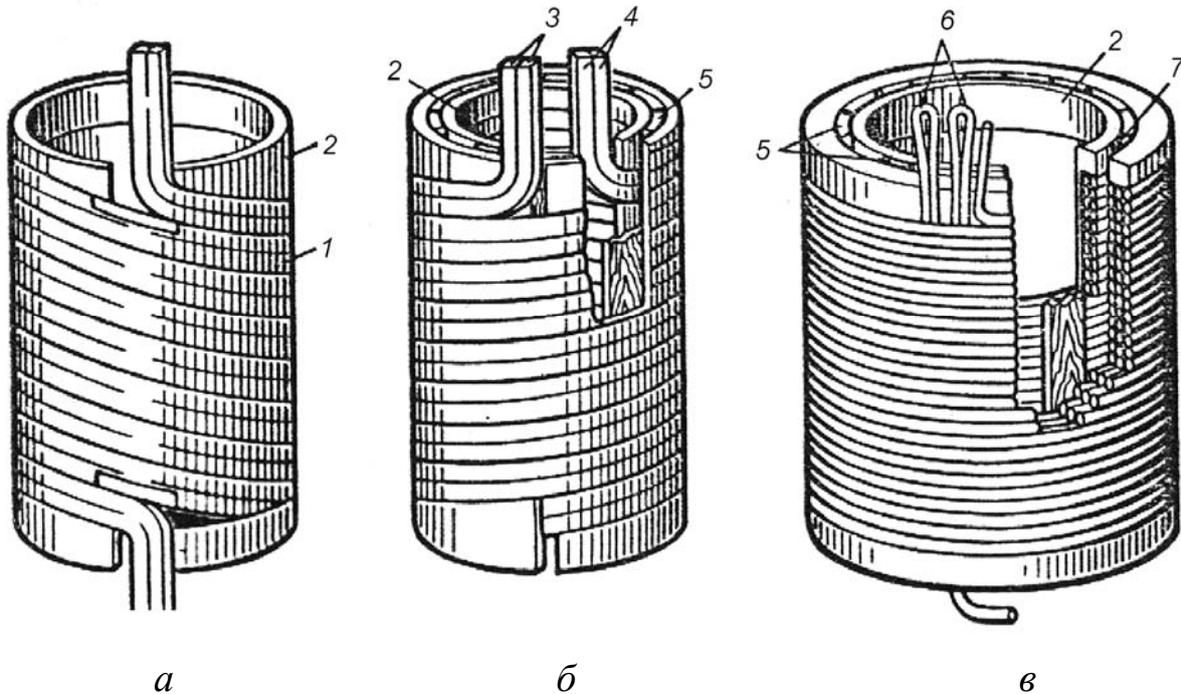


Рис.12.6. Циліндричні обмотки:

1 – витки з прямокутного проводу; 2 – паперово-бакелітовий циліндр; 3, 4 – вивідні кінці; 5 – вертикальні рейки; 6 – внутрішні відгалуження обмотки; 7 – аксіальний охолоджувальний канал

Залежно від сили струму кожен шар може складатися з одного або кількох паралельних проводів. Провід намотують по гвинтовій лінії на паперово-бакелітові циліндри. Якщо обмотка має декілька шарів, то між ними прокладають ізоляційні планки, що утворюють канали для проходження масла.

Обмотки вищої напруги ТР потужністю до $250 \text{ кВ}\cdot\text{А}$ на один стержень і напругою до 35 кВ , а також обмотки нижчої напруги при $3 \div 10 \text{ кВ}$ виконують циліндричними багатошаровими (рис. 12.6,в).

У ТР потужністю від 160 до $63000 \text{ кВ}\cdot\text{А}$ на стержень і вище при напрузі від 3 до 220 кВ як обмотки вищої напруги часто застосовують безперервні спіральні котушкові обмотки. Безперервні спіральні котушкові обмотки можна застосовувати й як обмотки нижчої напруги за струмів $(20 \div 400) \text{ А}$ (при мідних проводах) та $(10 \div 200) \text{ А}$ (при алюмінієвих проводах).

Гвинтові одно- та багатоходові обмотки використовують як обмотки нижчої напруги в ТР потужністю понад $250 \text{ кВ}\cdot\text{А}$ на стержень при напрузі до 15 кВ і струмах понад 300 А для мідних проводів і $(150 \div 200) \text{ А}$ для

алюмінієвих. Гвинтову обмотку намотують по гвинтовій лінії з кількох паралельних проводів прямокутного перетину, що прилягають один до одного в радіальному напрямку. Подібно до різьби гвинта вона може бути одно-, дво- та навіть багатоходовою. Між окремими витками та рівнобіжними ходами виконують охолоджувальні канали.

При використанні гвинтових і безперервних котушкових обмоток, виконаних із кількох паралельних провідників, необхідно вживати заходи для рівномірного розподілу між ними струму, тому що провідники, більш віддалені від осі котушки, мають декілька більшу довжину, а отже, активний та індуктивний опори (ніж розташовані ближче до осі). Крім того, витки, утворені цими провідниками, зчеплені з різними за величиною магнітними потоками розсіяння й у них індукуються різні ЕРС розсіяння.

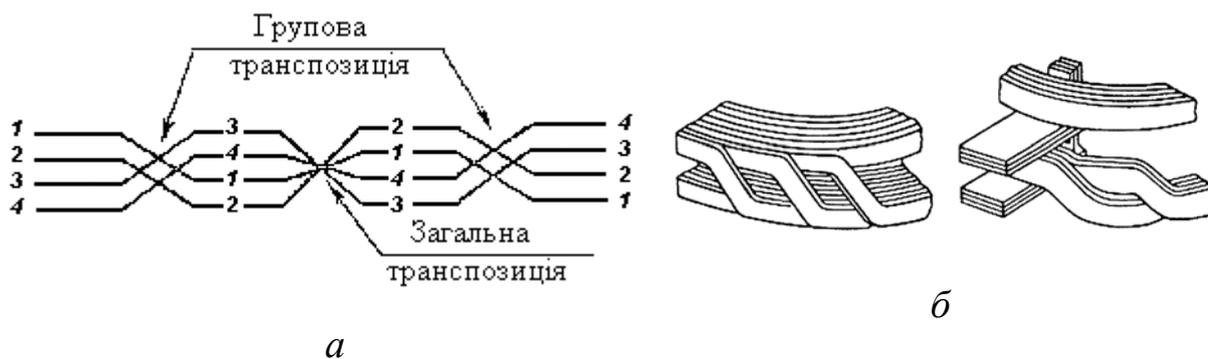


Рис. 12.7. Схеми транспозиції паралельних проводів

Щоб зрівняти довжини паралельних проводів і створити однакові умови для індукування в них ЕРС, здійснюють транспозицію проводів, тобто проводи періодично по довжині обмотки міняють місцями (рис. 12.7,а) так, щоб кожний провід займав усі можливі положення відносно осі котушки. Транспозиція може бути загальною (змінюють на зворотне розташування всіх паралельних проводів) і груповою (міняють місцями підгрупи проводів) (рис. 12.7,б).

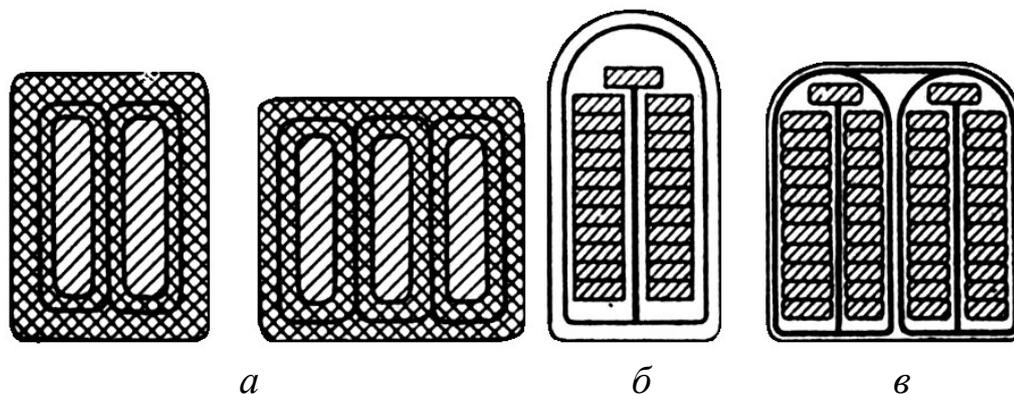


Рис. 12.8. Спеціальні проводи:

а – підрозділений марки ПБП (дво- та трижильний); б – транспонований марки ПТБ; в – підрозділений транспонований марки ПТББ

Широке застосування мають гвинтові обмотки з транспонованого проводу, у якому окремі провідники (жили) із лаковою ізоляцією міняються місцями в процесі виготовлення проводу (рис. 12.8,а,в). Поверх їх накладають загальну ізоляцію з кабельного паперу. Застосовують також підрозділені проводи (рис. 12.8,б), що складаються з двох-трьох ізольованих провідників, охоплених загальною ізоляцією. Такий поділ провідника приводить до значного (на 20÷30 %) зниження додаткових втрат від вихрових струмів, індукованих у провідниках.

У ТР малої потужності (рис. 12.9) і мікротрансформаторах використовують одношарові та багатошарові обмотки з круглого проводу з емалевою або бавовняною ізоляцією, що намотують на гільзу або на каркас із електрокартону, між шарами проводів прокладають ізоляцію з кабельного паперу або тканини.

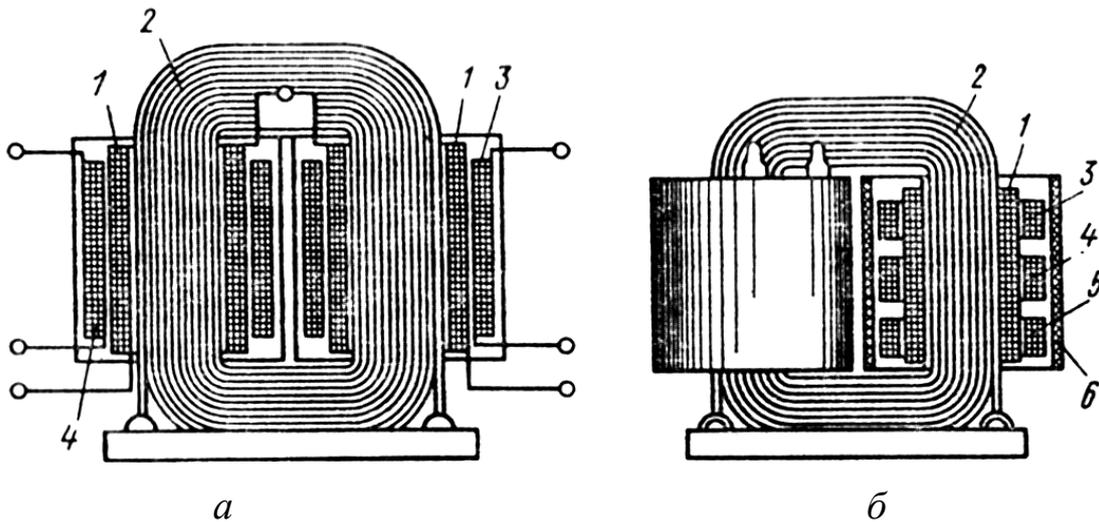


Рис.12.9. Будова трансформаторів малої потужності:

1 – первинна обмотка; 2 – магнітопровід; 3, 4, 5 – вторинна обмотка;
6 – ізоляційна гільза

У мікротрансформаторах часто обмотки виконують з алюмінієвої фольги завтовшки (30÷20) мкм. Ізоляцією тут служить окисна плівка фольги, що має достатню теплоємність, теплопровідність і може витримувати робочу напругу до 100 В. У високочастотних ТР застосовують розщеплені багатожильні проводи типу літцендрат (ЛЕШО, ЛЕЛО та ін.). Для трансформаторів, що працюють за умов високої температури і радіоактивного випромінювання, використовують проводи із анодованого алюмінію та з ізоляцією з кварцових ниток.

Останнім часом широко застосовуються галетні обмотки. Така обмотка складається з окремих уніфікованих елементів – галет, кожна з яких являє собою закінчений конструктивний елемент (рис. 12.9,б). Галети збирають на стержні магнітної системи та з'єднують між собою відповідно до

електричної схеми ТР. Шляхом послідовного та паралельного з'єднання уніфікованих галет можна одержувати різноманітні значення струмів і напруг трансформатора.

Галети можуть бути виконані як з обмотувального проводу, так і з алюмінієвої фольги. У тороїдальних ТР обмотки розташовують по всьому колу магнітопроводу. Ізоляцію обмоток від магнітопроводу здійснюють шляхом обмотування останнього стрічкою з ізоляційного матеріалу.

12.4. Ізоляція силових трансформаторів

У ТР ізоляцію обмоток підрозділяють на головну – ізоляцію обмоток від магнітопроводу та між собою (обмоток НН від ВН) і поздовжню – ізоляцію між витками, шарами і котушками кожної обмотки. Є також ізоляція відведень від обмоток, перемикачів і виводів. Ізоляція обмоток ТР від заземлених частин та однієї обмотки від іншої визначається електричною міцністю при частоті 50 Гц. Вона забезпечується відповідним вибором величини ізоляційних проміжків, які у масляних ТР одночасно виконують роль охолоджувальних каналів.

Щоб запобігти пробою ізоляції при впливі на обмотку імпульсних перенапруг у високовольтних ТР, між обмотками додатково ставлять жорсткі паперово-бакелітові циліндри або м'які циліндри з електроізоляційного картону. При цьому (щоб уникнути електричного розряду по поверхні ізоляційних циліндрів) вони повинні мати по висоті більші розміри, ніж обмотки (рис. 12.10). Між обмотками вищої напруги різноманітних фаз установлюють міжфазну ізоляційну перегородку. Ізоляційну відстань обмоток від ярма забезпечують шайбами і прокладками з електроізоляційного картону. Між кінцевою ізоляцією обмотки та ярмовими балками магнітної системи у деяких ТР установлюють металеві розрізні або неметалеві кільця для пресування.

У ТР напругою 35 кВ для захисту від атмосферних перенапруг дві початкові і дві кінцеві котушки обмотки вищої напруги виконують з посиленою ізоляцією. Така ізоляція погіршує умови охолодження початкових і кінцевих котушок, тому їх виконують із проводу більшого поперечного перетину.

У ТР напругою 110 кВ та вище для зменшення напруги на кінцевих котушках обмотки вищої напруги та вирівнювання електричного поля на кінцях обмотки застосовують ємнісну компенсацію у вигляді ємнісних кілець, що є електричними екранами.

Ізоляція між котушками, шарами і витками (поздовжня ізоляція) забезпечує як електричну міцність обмотки при частоті 50 Гц, так і міцність при впливі імпульсних перенапруг.

Звичайно ізоляцію між котушками здійснюють радіальними масляними каналами. Як ізоляцію між шарами обмотки звичайно застосовують кілька шарів кабельного паперу, електроізоляційний картон або лакотканину.

Ізоляцію між витками забезпечують в основному власною ізоляцією обмотувального проводу.

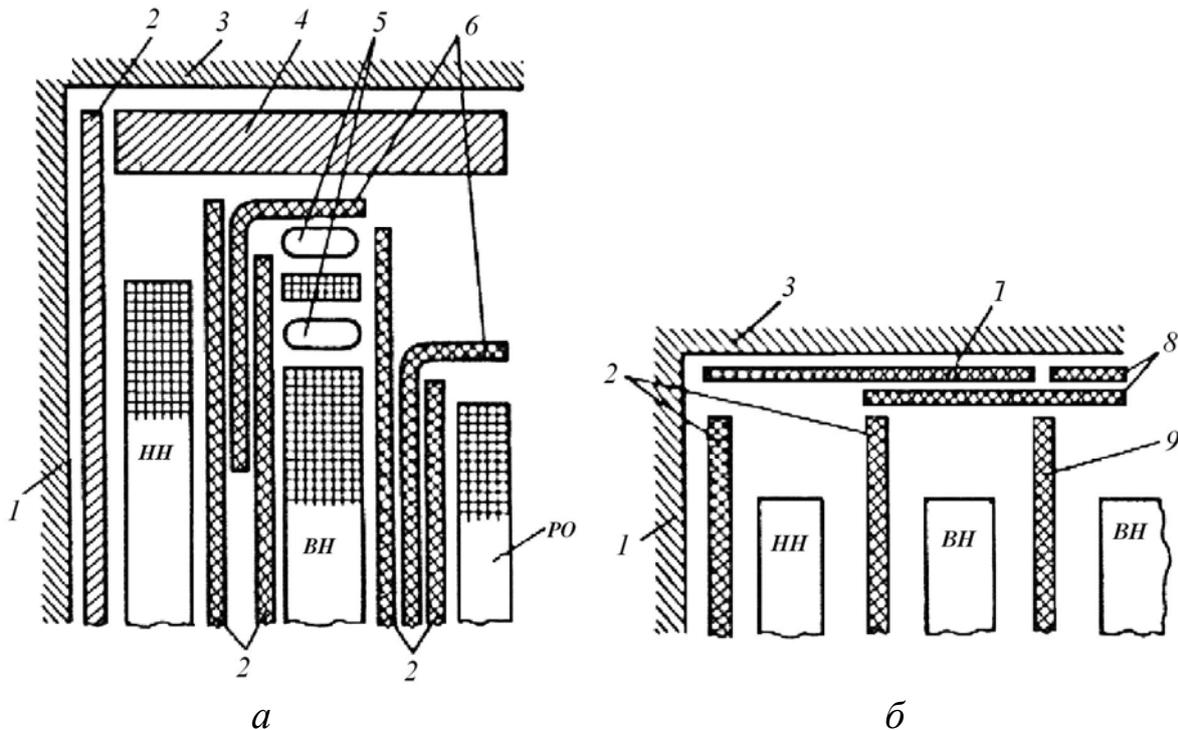


Рис.12.10. Конструкція головної ізоляції трансформаторів класу напруги 110 кВ – а і 35 кВ – б:

1 – стержень магнітопроводу; 2 – ізоляційні циліндри; 3 – ярмо; 4 – пресувальні кільця; 5 – ємнісні кільця; 6 – ізоляційні кутові шайби; 7 – ізоляційна шайба; 8 – ізоляційні прокладки; 9 – міжфазна перегородка; ВН і НН – обмотки вищої і нижчої напруг; РО – регульовальна обмотка

12.5. Вводи трансформаторів

Для виведення назвних кінців від обмоток ТР, що охолоджуються маслом або негорючим рідким діелектриком, використовують прохідні порцелянові ізолятори, розташовані на кришці або на стінці бака. Прохідний ізолятор разом із струмоведучим стержнем і кріпильними деталями називають вводами.

Вводи трансформаторів, установлюваних усередині помешкань, мають гладку зовнішню поверхню (рис. 12.11,а), а вводи ТР, призначених для зовнішньої установки, постачають ребрами (рис. 12.11,б), число яких

залежить від напруги відповідної обмотки ТР.

При наявності ребер збільшується відстань між струмоведучим стержнем і корпусом по поверхні ізолятора і зменшується можливість поверхневого розряду.

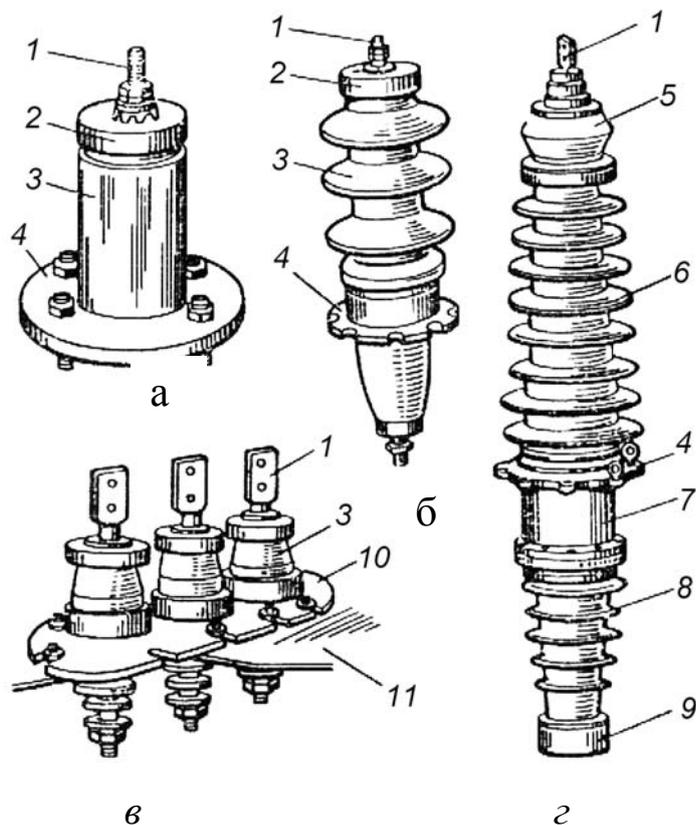


Рис. 12.11.

Вводи трансформаторів:
а – для внутрішньої установки;
б – для зовнішньої установки;
в – за великих струмів;
г – маслонаповнений для напруги 110 кВ;

1 – струмоведучий стержень;
2 – ковпак;
3 – порцеляновий циліндр;
4 – металевий фланець;
5 – маслорозширник з масляним затвором;
6 – верхня порцелянова покришка;
7 – з'єднувальна чавунна втулка;
8 – нижня порцелянова покришка;
9 – алюмінієвий екран;
10 – латунний фланець;
11 – кришка бака

При напрузі понад 110 кВ вводи часто виконують складними – із двох порцелянових ізоляторів (рис. 12.11,в). У середині такі вводи заповнюють маслом, яке не контактує з маслом, що знаходиться в баку трансформатора. Струмоведучий кабель проходить усередині металевої труби, що ізолюють кабельним папером або паперово-бакелітовими циліндрами з встановленими в них металевими обкладеннями з фольги (для вирівнювання електричного поля).

12.6. Охолодження трансформаторів

Конструктивне виконання ТР визначається значною мірою способом його охолодження, що залежить від номінальної потужності. При збільшенні потужності ТР необхідно збільшувати й інтенсивність його охолодження.

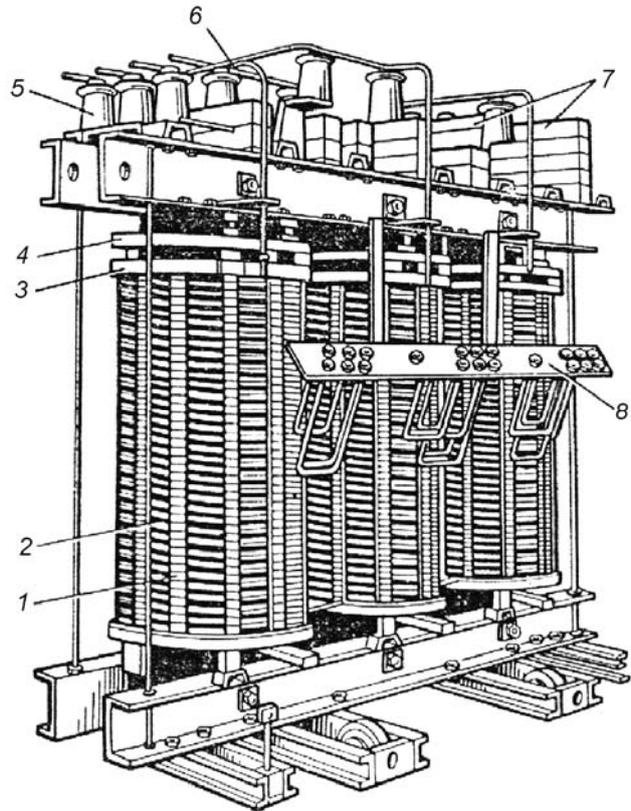
У силових ТР для відведення теплоти від обмоток та магнітопроводу застосовують такі способи охолодження: **повітряне, масляне, газове, охолодження за допомогою рідкого негорючого або твердого діелектрика**. Кожен вид охолодження має відповідне умовне позначення.

Трансформатори з повітряним охолодженням (сухі трансформатори)

При природному повітряному охолодженні МС обмотки та інші частини ТР мають безпосереднє зіткнення з навколишнім середовищем, тому охолодження їх відбувається шляхом конвекції повітря і випромінювання.

Сухі ТР (рис. 12.12) встановлюють усередині приміщення (у будівлях, виробничих цехах та ін.), при цьому головною вимогою є забезпечення пожежної безпеки. В експлуатації вони зручніше від масляних, тому що виключають необхідність періодичного очищення та зміни масла.

*Рис. 12.12. Сухий трансформатор потужністю 320 кВ·А без кожуха:
1 – вертикальні стяжні шпильки; 2 – обмотки ВН; 3 – порцелянові підкладки для пресування обмоток; 4 – сталеве пресуюче кільце; 5 – опорні ізолятори вводів ВН; 6 – відводи НН; 7 – порцелянові підкладки для кріплення вводів НН; 8 – дошка затискачів ВН*



Проте повітря має меншу електричну тривкість, ніж трансформаторне масло, тому в сухих трансформаторах усі ізоляційні проміжки і вентиляційні канали роблять більшими, ніж у масляних. Через меншу теплопровідність повітря електромагнітні навантаження активних матеріалів у сухих трансформаторах менші, ніж у масляних, що призводить до збільшення перетину проводів обмоток та магнітопроводу. Внаслідок цього маса активних частин (обмоток і магнітопроводу) сухих трансформаторів більше, ніж масляних.

Нашим часом сухі ТР мають потужності до 10 МВ·А та напругу обмотки ВН до 35 кВ. Їх встановлюють тільки в сухих закритих приміщеннях із відносною вологістю повітря до 80 %, щоб уникнути надмірного зволоження обмоток.

Сухі ТР із природним повітряним охолодженням можуть мати відкрите (С), захищене (СЗ) або герметичне (СГ) виконання.

Трансформатори типу СЗ закривають захисним кожухом з отворами, а типу СГ – герметичним кожухом. Для підвищення інтенсивності охолодження застосовують обдув обмоток і МС потоком повітря від вентилятора. Сухі трансформатори з повітряним дуттям мають умовне позначення СД.

ТР малої потужності виконують, як правило, з охолодженням типу С. У деяких випадках їх поміщають у корпус, залитий термореактивними компаундами на основі епоксидних смол або інших подібних матеріалів. Такі компаунди мають високі електроізоляційні та вологозахисні властивості, забезпечують надійний захист ТР від механічних і атмосферних впливів.

Трансформатори з масляним охолодженням

У ТР із природним масляним охолодженням (М) магнітну систему з обмотками занурюють у бак, наповнений старанно очищеним мінеральним (трансформаторним) маслом (рис. 12.13). Трансформаторне масло має більш високу теплопровідність, ніж повітря, і добре відводить тепло від обмоток і магнітопроводу трансформатора до стінок бака, що мають більш велику площу охолодження, ніж трансформатор.

Занурення ТР у бак із спеціальним маслом забезпечує також підвищення електричної міцності ізоляції його обмоток та запобігає її зволоженню і втраті ізоляційних властивостей під дією атмосферних впливів.

У ТР потужністю $(20 \div 30) \text{ кВ} \cdot \text{А}$ виділяється порівняно невелика кількість теплоти, тому їхні баки мають гладкі стінки, у більш потужних ТР $(20 \div 1800 \text{ кВ} \cdot \text{А})$ поверхню охолодження бака штучно збільшують, застосовуючи ребристі чи хвилясті стінки або приварюють до бака систему труб, у яких масло циркулює за рахунок конвекції.

Для підвищення інтенсивності охолодження в ТР потужністю більш за $1800 \text{ кВ} \cdot \text{А}$ до бака улаштовують навісні або окремо встановлені трубчасті теплообмінники (радіатори), що за допомогою патрубків із фланцями пов'язуються з внутрішньою порожниною бака. У радіаторі відбувається посилена циркуляція масла й інтенсивне охолодження.

Масляні ТР типу М застосовують для потужностей $(10 \div 10000) \text{ кВ} \cdot \text{А}$.

ТР потужністю $(10000 \div 63000) \text{ кВ} \cdot \text{А}$ виконують звичайно з дуттям (тип Д). У цьому випадку тепловіддача з поверхні радіаторів форсується шляхом обдування їх вентиляторами.

У ТР з охолодженням типу ДЦ масло насосом відкачується з бака та прокачується через навісні або окремо встановлені теплообмінники (охолоджувачі), що обдуваються повітрям.

Охолодження з примусовою циркуляцією масла застосовують при потужностях $(16000 \div 250000) \text{ кВ} \cdot \text{А}$ та вище. При використанні масляно-

водяного охолодження (*МВ*) нагріте масло проходить через теплообмінники, що охолоджуються водою. Циркуляція масла здійснюється за рахунок природної конвекції (*МВ*) або ж за допомогою насоса (*Ц*).

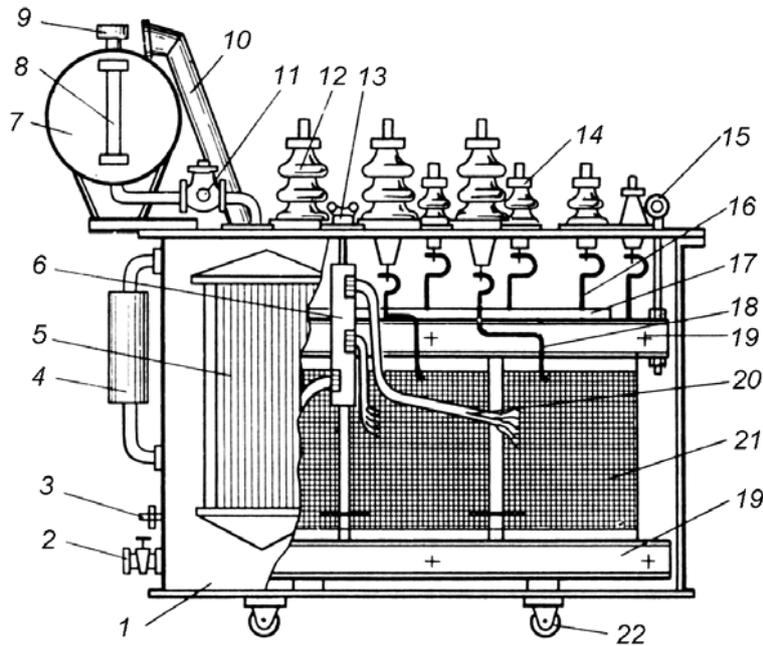


Рис. 12.13. Будова трифазного масляного трансформатора середньої потужності: 1 – бак; 2 – вентиль; 3 – болт заземлення; 4 – термосифонний фільтр; 5 – радіатор; 6 – перемикач; 7 – розширник; 8 – вказівник рівня масла; 9 – повітряосушник; 10 – викидна труба; 11 – газове реле; 12 – ввід ВН; 13 – привід перемикаючого пристрою; 14 – ввід НН; 15 – під’ємний рим; 16 – вивід НН; 17 – остов; 18 – вивід ВН; 19 – ярмова балка; 20 – регульовальні відгалуження обмотки ВН; 21 – обмотка ВН; 22 – каток

Трансформатори, які охолоджуються негорючим рідким діелектриком

ТР з охолодженням типів *Н* та *НД* виконують із герметичним баком, що заповнюють негорючим рідким діелектриком. Звичайно застосовують синтетичні ізоляційні матеріали, що мають приблизно такі ж електроізоляційні властивості та теплопровідність, як трансформаторне масло.

ТР з охолодженням типів *Н* чи *НД* пожежебезпечні і можуть встановлюватися у закритих приміщеннях. Їх випускають потужністю $(160 \div 2500) \text{ кВ} \cdot \text{А}$ при напрузі 6 та 10 кВ.

Під час роботи масло в ТР нагрівається і розширюється. Тому масляні трансформатори потужністю $25 \text{ кВ} \cdot \text{А}$ та вище мають невеликий додатковий бак-розширник (рис. 12.14), з'єднаний із внутрішньою порожниною основного бака. Обсяг його складає близько 10 % від обсягу масла в баку.

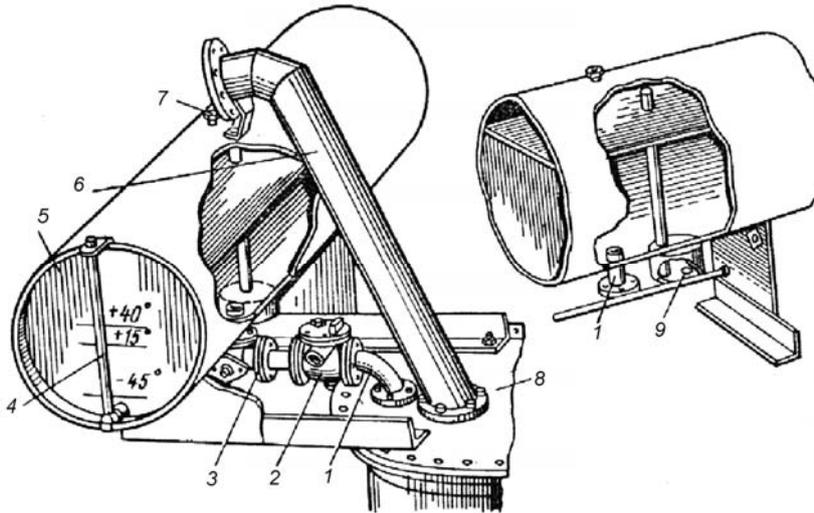


Рис. 12.14. Розширник та викидна труба:

- 1 – маслопровід;*
- 2 – газове реле;*
- 3 – кран для від'єднання розширника;*
- 4 – маслопоказчик;*
- 5 – розширник;*
- 6 – викидна труба;*
- 7 – пробка для заливання масла;*
- 8 – бак трансформатора;*
- 9 – відстійник*

Розширники мають повітряосушник, заповнений сорбентом – речовиною, що поглинає вологу з повітря, яка надходить у розширювач. За потужності $160 \text{ кВ}\cdot\text{А}$ та вище на них установлюють також термосифонний фільтр для обезводнювання й очистки масла без зупинки.

При роботі ТР масло нагрівається, розкладається і забруднюється продуктами окислювання (старіє), тому його періодично очищують або замінюють. Для заливання, відбору проби, спуску і фільтрації масла масляні трансформатори обладнують відповідною арматурою (кранами, вентилями, пробками).

Для контролю за рівнем і температурою масла масляні ТР мають вказівники рівня масла і температури. Вказівник рівня масла звичайно встановлюють на розширник, а вказівник температури – на кришці основного бака. ТР потужністю $10000 \text{ кВ}\cdot\text{А}$ та вище обладнують також реле низького рівня масла, що знаходиться в розширнику, яке сигналізує про зниження рівня масла й автоматично вимикає ТР при неприпустимому його зменшенні.

Для захисту від можливих аварій ТР потужністю більш за $1000 \text{ кВ}\cdot\text{А}$ мають газові реле, що встановлюють у трубопроводі між основним баком і розширювачем. При значному виділенні газів, що виникають у результаті розкладання масла, реле автоматично вимикає ТР. У цих ТР установлюють також викидну трубу (рис. 12.14), закриту скляною мембраною. При раптовому підвищенні внутрішнього тиску газу, що утворилися, видавлюють мембрану та виходять в атмосферу, запобігаючи деформації бака.

Щоб запобігти появі високого потенціалу на обмотці НН при ушкодженні ізоляції обмотки ВН, у ТР, у яких обмотка НН має напругу до $0,69 \text{ кВ}$, між цією обмоткою і заземленим баком вмикають пробивний запобіжник, що пробивається при напрузі 1000 В .

13. НЕРОБОЧИЙ ХІД ТРАНСФОРМАТОРА

13.1. Рівняння напруги трансформатора

Під неробочим ходом трансформатора розуміють режим роботи при розімкненій вторинній обмотці, тобто при $I_2 = 0$. Якщо до первинної обмотки з числом витків w_1 підвести змінну напругу U_{10} , то по ній буде протікати струм I_0 , що створить МРС $F_0 = I_0 \cdot w_1$ первинної обмотки і магнітний потік $\Phi_{\Sigma} = \Phi + \Phi_{\sigma 1}$ (рис. 13.1).

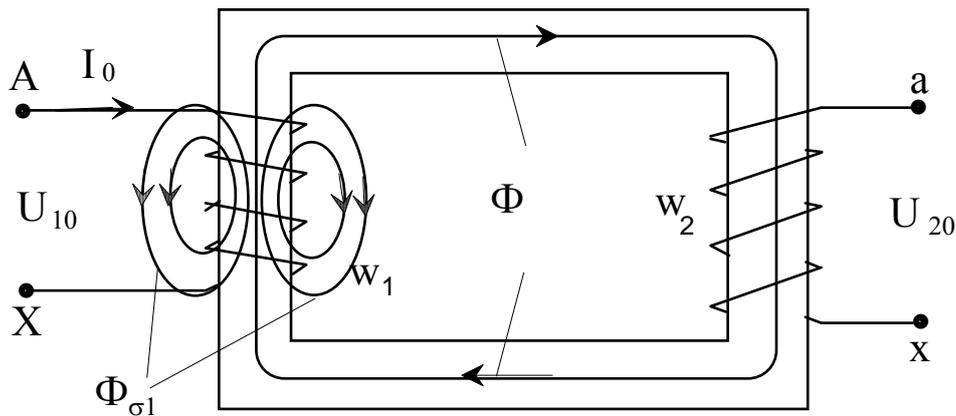


Рис. 13.1

Потік Φ зчеплений із витками обох обмоток трансформатора і його називають основним. Потік $\Phi_{\sigma 1}$ зчеплений тільки з витками первинної обмотки і його називають потоком розсіяння первинної обмотки.

Основний змінний магнітний потік Φ , зчіплюючись із витками первинної і вторинної обмоток, наводить у них ЕРС

$$e_1 = -w_1 \frac{d\Phi}{dt}; \quad e_2 = -w_2 \frac{d\Phi}{dt}. \quad (13.1)$$

Якщо припустити, що $\Phi = \Phi_m \cdot \sin \omega t$, то ЕРС обмоток

$$e_1 = -w_1 \frac{d\Phi}{dt} = -w_1 \cdot \omega \cdot \Phi_m \cdot \cos \omega t = -w_1 \cdot \omega \cdot \Phi_m \cdot \sin \left(\frac{\pi}{2} - \omega t \right) =$$

$$= 2\pi \cdot f_1 \cdot w_1 \cdot \Phi_m \cdot \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right); \quad (13.2)$$

$$e_2 = 2\pi \cdot f_1 \cdot w_2 \cdot \Phi_m \cdot \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right), \quad (13.3)$$

тобто ЕРС первинної і вторинної обмоток відстають від потоку на кут $\pi/2$.

Миттєві значення ЕРС обмоток відповідно дорівнюють

$$e_1 = E_{m1} \cdot \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right); \quad e_2 = E_{m2} \cdot \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right), \quad (13.4)$$

де максимальні значення ЕРС обмоток

$$E_{m1} = 2\pi \cdot f_1 \cdot w_1 \cdot \Phi_m; \quad E_{m2} = 2\pi \cdot f_1 \cdot w_2 \cdot \Phi_m. \quad (13.5)$$

Діюче значення ЕРС первинної (E_1) і вторинної (E_2) обмоток

$$E_1 = \frac{E_{m1}}{\sqrt{2}} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \cdot f_1 \cdot w_1 \cdot \Phi_m = 4,44 \cdot f_1 \cdot w_1 \cdot \Phi_m; \quad (13.6)$$

$$E_2 = \frac{E_{m2}}{\sqrt{2}} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \cdot f_1 \cdot w_2 \cdot \Phi_m = 4,44 \cdot f_1 \cdot w_2 \cdot \Phi_m. \quad (13.7)$$

Відношення діючих значень ЕРС первинної і вторинної обмоток називають коефіцієнтом трансформації (k) трансформатора

$$k = \frac{E_1}{E_2} = \frac{w_1}{w_2} \approx \frac{U_1}{U_2}. \quad (13.8)$$

Потік розсіяння $\Phi_{\sigma 1}$ первинної обмотки наводить у ній ЕРС розсіяння. Потік розсіяння замикається головним чином у немагнітному середовищі (повітря, масло), магнітна проникність якого постійна $R_{\mu} = \text{const}$. Отже, і індуктивність розсіяння $L_{\sigma 1} = \text{const}$

$$\begin{aligned} e_{\sigma 1} &= -w_1 \frac{d\Phi_{\sigma 1}}{dt} = \frac{d\psi_{\sigma 1}}{dt} = -\frac{d(L_{\sigma 1} \cdot I_0)}{dt} = -L_{\sigma 1} \frac{d(I_{m0} \cdot \sin \omega t)}{dt} = \\ &= \omega \cdot L_{\sigma 1} \cdot I_{m0} \cdot \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) = x_1 \cdot I_{m0} \cdot \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right). \end{aligned} \quad (13.9)$$

Тобто діюче значення ЕРС розсіяння первинної обмотки пропорційно струму цієї обмотки (у режимі неробочого ходу $I_1 = I_0$)

$$E_{\sigma 1} = -jI_0 \cdot x_1, \quad (13.10)$$

де $x_1 = \omega \cdot L_{\sigma 1}$ – індуктивний опір розсіяння первинної обмотки, обумовлений потоком розсіяння первинної обмотки.

Для первинного кола трансформатора, включеного в мережу на напругу U_1 , з урахуванням падіння напруги на активному опорі первинної обмотки r_1 можна записати рівняння електричної рівноваги

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 - \dot{E}_{\sigma 1} + \dot{I}_0 \cdot r_1, \quad (13.11)$$

або
$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + j\dot{I}_0 \cdot x_1 + \dot{I}_0 \cdot r_1. \quad (13.12)$$

У реальному трансформаторі при протіканні струму I_0 по первинній обмотці в ній виникають електричні втрати $\Delta p_{e1} = I_0^2 \cdot r_1$. Крім того, при замиканні змінного магнітного потоку по магнітній системі ТР в ньому виникає втрата в сталі $\Delta p_{ст}$, що складається з втрат на гістерезис і на вихрові струми (перемагнічування сталі).

Для компенсації втрат у сталі трансформатор споживає з мережі активну складову струму неробочого ходу

$$I_{0a} = \frac{\Delta p_{ст} + \Delta p_{e1}}{U_1} \approx \frac{\Delta p_{ст}}{U_1}. \quad (13.13)$$

Результуючий струм неробочого ходу

$$I_0 = \sqrt{I_{0a}^2 + I_{\mu}^2}. \quad (13.14)$$

Струм I_{μ} називають реактивною (що намагнічує) складовою струму неробочого ходу.

Величина I_0 складає для трансформаторів великої потужності $\leq 3 \% I_{1н}$; середньої потужності $\leq 10 \% I_{1н}$; малої потужності $\approx 50 \% I_{1н}$.

З урахуванням складових струму неробочого ходу можна записати систему рівнянь, що описують трансформатор у режимі неробочого ходу:

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + j\dot{I}_0 \cdot x_1 + \dot{I}_1 \cdot r_1; \\ \dot{U}_2 = \dot{E}_2; \\ \dot{I}_0 = \dot{I}_{0a} + \dot{I}_{\mu} \end{cases} \quad (13.15)$$

та побудувати векторну діаграму трансформатора у режимі неробочого ходу (рис. 13.2).

Кут α – кут втрат (кут магнітного запізнювання) залежить від застосовуваної марки сталі і звичайно не перевищує 10° при індукції в стержні $B_m \approx 1,6 \text{ Тл}$.

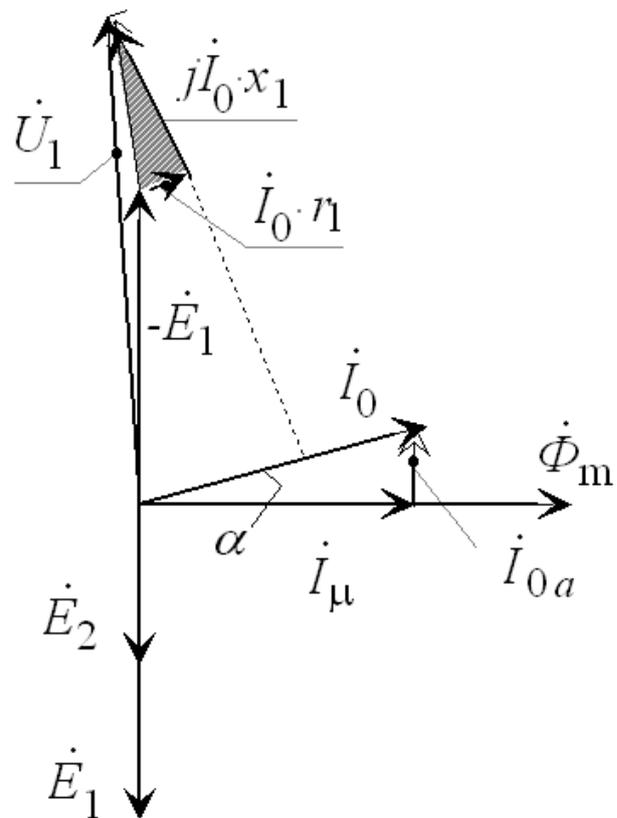


Рис. 13.2. Векторна діаграма трансформатора у режимі неробочого ходу

Для режиму неробочого ходу процеси, що протікають у трансформаторі, можна представити логічним ланцюжком у такому вигляді (рис. 13.3):

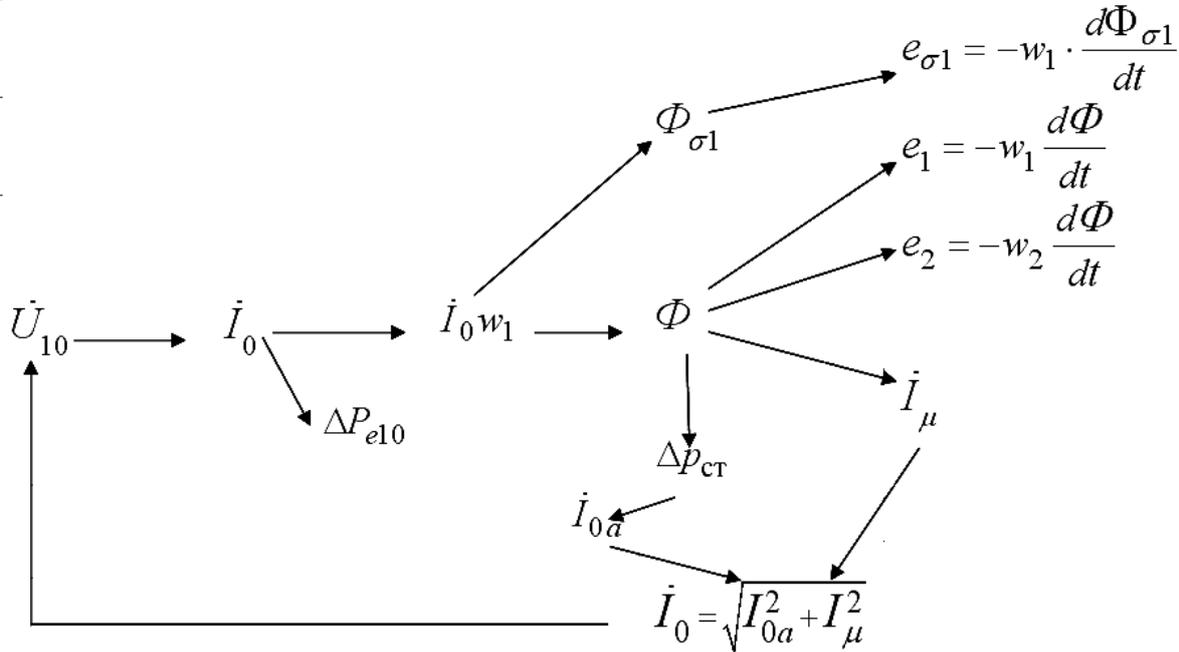


Рис. 13.3

Введемо поняття «ідеального трансформатора», тобто трансформатора, у якого: усі витки первинної (w_1) і вторинної (w_2) обмоток зчеплені з одним магнітним потоком Φ , тобто потік розсіяння $\Phi_{\sigma 1} = 0$, немає втрат у первинній обмотці ($\Delta p_{e10} = 0$), немає втрат у сталі ($\Delta p_{ст} = 0, I_{0a} = 0$).

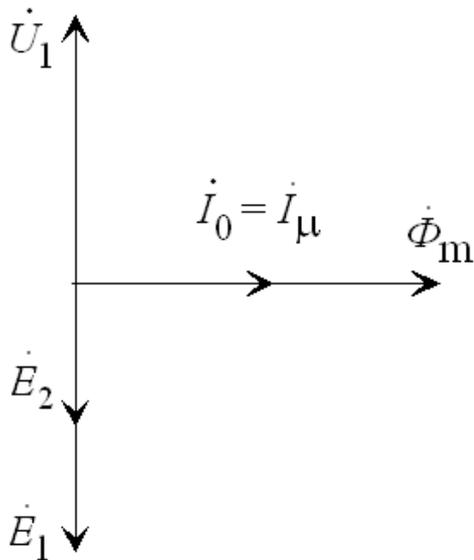


Рис. 13.4

Таким чином, для ідеального трансформатора можна записати систему рівнянь

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = -\dot{E}_1; \\ \dot{U}_2 = \dot{E}_2; \\ \dot{I}_0 = \dot{I}_\mu \end{cases} \quad (13.16)$$

та побудувати векторну діаграму неробочого ходу для ідеального трансформатора (рис. 13.4).

13.2. Форма намагнічуючого струму неробочого ходу однофазного трансформатора

Для створення магнітного поля трансформатор споживає з мережі намагнічуючий струм I_μ , величину якого можна визначити за законом повного струму

$$\oint H_0 \cdot dl = \sum H_i \cdot dl_i = H_{\text{ст}} \cdot l_{\text{ст}} + H_{\text{я}} \cdot l_{\text{я}} + H_{\delta} \cdot l_{\delta} = I_\mu \cdot w_1, \quad (13.17)$$

де $H_{\text{ст}}, H_{\text{я}}, H_{\delta}$ – напруженість магнітного поля;

$l_{\text{ст}}, l_{\text{я}}, l_{\delta}$ – довжини силових ліній у стержні, ярмі і стику магнітної системи трансформатора.

Визначимо форму струму I_μ за умови синусоїдальності напруги для двох значень синусоїдального потоку $\Phi_1(t)$ і $\Phi_2(t)$, використовуючи для побудови криву намагнічування магнітної системи $\Phi = f(I_\mu)$ (рис. 13.5).

При значенні потоку $\Phi_2(t)$ магнітна система трансформатора не насичена і струм $I'_\mu(t)$ є синусоїдальним.

При значенні потоку $\Phi_1(t)$ магнітна система трансформатора насичена і магнітний потік трансформатора не пропорційний струму I_μ , тобто при синусоїдальному потоку $\Phi_1(t)$ намагнічуючий струм $I_\mu(t)$ є несинусоїдальним. Несинусоїдальна крива намагнічуючого струму $I_\mu(t)$ (рис. 13.5) містить, крім основної першої $I_{\mu 1}(t)$, тільки непарні гармоніки з найбільш сильною третьою $I_{\mu 3}(t)$ (рис. 13.6)

$$I_\mu(t) = I_{\mu 1m} \sin \omega t + \sum_v I_{\mu vm} \sin v\omega t, \quad (13.18)$$

де $v = 3, 5, 7, 9$ – порядок гармоніки.

Вищі гармоніки струму мають частоту в v разів більшу, ніж перша. Амплітуда гармонік залежить від насичення магнітопроводу: чим сильніше насичення, тим більшу амплітуду мають вищі гармоніки.

При аналізі трансформатора несинусоїдальний струм $I_\mu(t)$ замінюють синусоїдальним струмом, еквівалентним за споживаною реактивною потужністю.

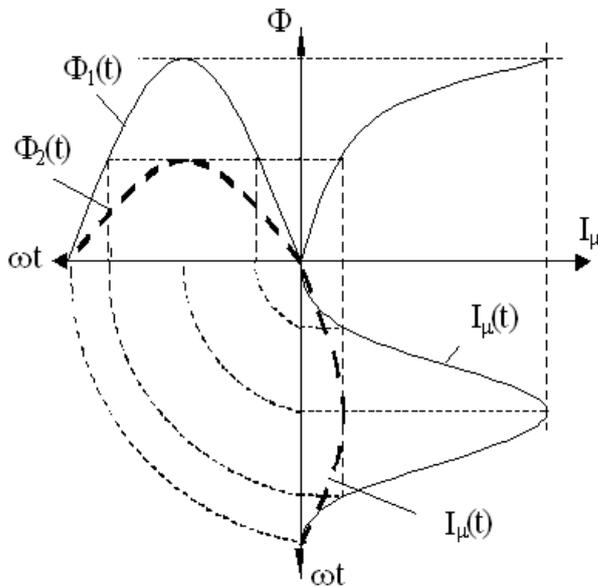


Рис. 13.5

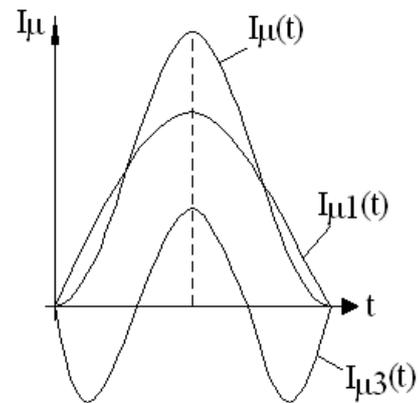


Рис. 13.6

Еквівалентний синусоїдальний струм має діюче значення

$$I_{\mu} = \sqrt{I_{\mu 1}^2 + I_{\mu 3}^2 + I_{\mu 5}^2 + \dots} \quad (13.19)$$

При індукціях $B_m = (1,6 \div 1,65) \text{ Тл}$, застосовуваних у магнітопроводах із холоднокатаних сталей, можна прийняти $I_{\mu} \approx I_{\mu 1}$, тобто вважати діюче значення намагнічуючого струму, що дорівнює діючому значенню його першої гармоніки. Це дозволяє зображувати вектором намагнічуючий струм \dot{I}_{μ} на діаграмах ТР.

Активна складова струму неробочого ходу $I_{0a}(t)$ має синусоїдальний характер (рис. 13.7).

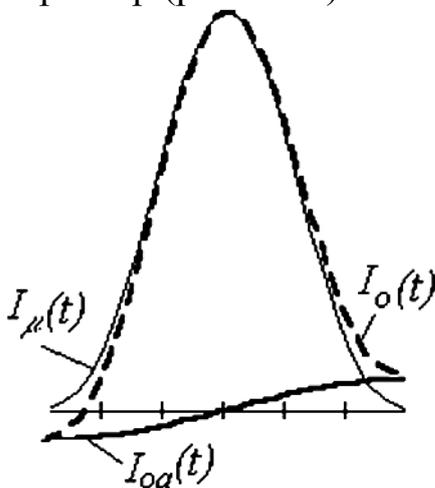


Рис. 13.7

При додаванні миттєвих значень активної $I_{0a}(t)$ та намагнічуючої $I_{\mu}(t)$ складових крива результуючого струму $I_0(t)$ виявляється несиметричною.

Активна складова має дуже малий вплив на значення струму неробочого ходу. Тому форма кривої струму неробочого ходу визначається в основному кривою намагнічуючого струму $I_{\mu}(t)$.

14. РОБОТА ТРАНСФОРМАТОРА ПРИ НАВАНТАЖЕННІ

14.1. Рівняння магніторушійних сил і струмів

При роботі трансформатора під навантаженням його вторинна обмотка замкнена на зовнішній опір Z_H та по колу проходить струм I_2 (рис. 14.1).

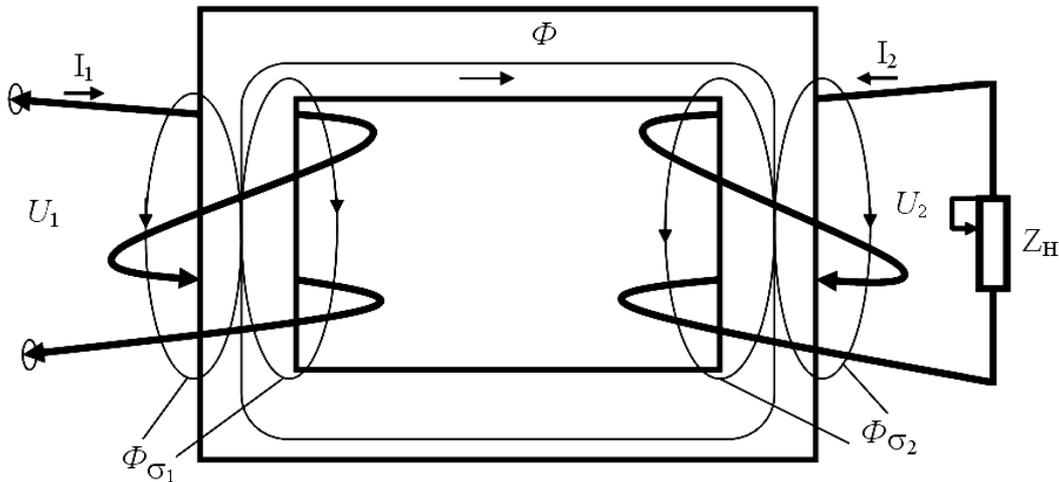


Рис. 14.1

За законом повного струму магнітний потік буде створюватися сукупною дією МРС первинної і вторинної обмоток F_Σ

$$\Phi = \frac{F_\Sigma}{R_\mu}. \quad (14.1)$$

Якщо припустити, що струми I_1 та I_2 змінюються за синусоїдним законом, то МРС

$$F_\Sigma = \dot{F}_1 + \dot{F}_2 = \dot{I}_1 \cdot w_1 + \dot{I}_2 \cdot w_2. \quad (14.2)$$

У режимі неробочого ходу, коли $I_2 = 0$ і $I_1 = I_0$, магнітний потік створюється МРС первинної обмотки

$$\Phi = \frac{F_0}{R_\mu} = \frac{I_0 \cdot w_1}{R_\mu}. \quad (14.3)$$

При припущенні, що $\dot{U}_1 \approx -\dot{E}_1$, амплітудне значення основного магнітного потоку

$$\Phi_m \approx \frac{U_1}{4,44 \cdot f_1 \cdot w_1}, \quad (14.4)$$

тобто значення основного магнітного потоку практично не залежить від навантаження трансформатора, тому що напруга U_1 незмінна. Проте треба мати на увазі, що це становище являється наближеним та відноситься до випадків навантаження, яке не перевищує номінальне.

Прийняте положення $\Phi = const$ дозволяє дорівняти формули (14.1) та (14.3) і одержати рівняння МРС трансформатора

$$\dot{I}_0 \cdot w_1 = \dot{I}_1 \cdot w_1 + \dot{I}_2 \cdot w_2 \quad (14.5)$$

та рівняння струмів трансформатора

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 + (-\dot{I}_2 \frac{w_2}{w_1}). \quad (14.6)$$

Увівши у рівняння (14.6) позначення $\dot{I}'_2 = \dot{I}_2 \frac{w_2}{w_1}$, дістаємо

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 + (-\dot{I}'_2). \quad (14.7)$$

Рівняння (14.7) описує принцип саморегулювання магнітного потоку. Будь-яка зміна вторинного навантаження трансформатора супроводжується зміною первинного струму I_1 за рахунок зміни його складової I'_2 , що знаходиться у протифазі зі струмом навантаження I'_2 таким чином, щоб магнітний потік, створюваний струмом I_0 , залишився постійним ($\Phi = const$).

Для вторинного кола трансформатора, замкненого на навантаження, рівняння напруг має вигляд

$$\dot{E}_2 + \dot{E}_{\sigma 2} = \dot{U}_2 + \dot{I}_2 \cdot r_2, \quad (14.8)$$

де $\dot{U}_2 = \dot{I}_2 \cdot z_H$ – напруга на виводах вторинної обмотки.

З урахуванням рівняння (14.6) для струмів і (13.11) для первинного кола дістаємо систему рівнянь електричної рівноваги трансформатора

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = -\dot{E}_1 - \dot{E}_{\sigma 1} + \dot{I}_1 \cdot r_1; \\ \dot{U}_2 = \dot{E}_2 + \dot{E}_{\sigma 2} - \dot{I}_2 \cdot r_2; \\ \dot{I}_1 = \dot{I}_0 - \dot{I}_2 \cdot w_2 / w_1. \end{cases} \quad (14.9)$$

Діюче значення ЕРС розсіяння первинної і вторинної обмоток пропорційні струмам відповідних обмоток

$$\dot{E}_{\sigma 1} = -j\dot{I}_1 \cdot x_1 \quad \text{і} \quad \dot{E}_{\sigma 2} = -j\dot{I}_2 \cdot x_2, \quad (14.10)$$

де x_1 та x_2 – індуктивні опори розсіяння первинної і вторинної обмоток.

Система рівнянь (14.9) з урахуванням (14.10) приймає вигляд

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + j\dot{I}_1 \cdot x_1 + \dot{I}_1 \cdot r_1; \\ \dot{U}_2 = \dot{E}_2 - j\dot{I}_2 \cdot x_2 - \dot{I}_2 \cdot r_2; \\ \dot{I}_1 = \dot{I}_0 - \dot{I}_2 \cdot w_2 / w_1. \end{cases} \quad (14.11)$$

14.2. Приведення вторинної обмотки трансформатора

Рівняння (14.11) можуть бути подані або у вигляді векторної діаграми, або у вигляді схеми заміщення. Проте в трансформаторах з великим коефіцієнтом трансформації $k = w_1 / w_2$ струми, напруги і параметри обмоток значно відрізняються за величиною. Це дуже незручно, особливо при графічному представленні рівнянь (14.11). Для усунення цього недоліку всі параметри вторинної обмотки приводяться до числа витків первинної обмотки.

При цьому всі фізичні процеси у приведеному трансформаторі повинні залишатися такими ж, як у реальному:

– рівність МРС вторинної обмотки $I_2 \cdot w_2 = I'_2 \cdot w_1$, звідки приведенне значення струму вторинної обмотки

$$I'_2 = I_2 \cdot w_2 / w_1 = I_2 / k;$$

– рівність потужності вторинної обмотки $U'_2 \cdot I'_2 = U_2 \cdot I_2$, звідки приведенне значення вторинної напруги

$$U'_2 = U_2 (I_2 / I'_2) = U_2 \cdot k;$$

– рівність електромагнітної потужності $E'_2 \cdot I'_2 = E_2 \cdot I_2$, звідки приведенне значення вторинної ЕРС $E'_2 = E_2 \cdot (I_2 / I'_2) = E_2 \cdot k$,

але внаслідок того, що $k = E_1 / E_2$, то $E_1 = k \cdot E_2$ та $E'_2 = E_1$;

– постійність електричних втрат у вторинній обмотці $(I'_2)^2 \cdot r'_2 = I_2^2 \cdot r_2$; звідки приведенне значення активного опору вторинної обмотки

$$r'_2 = r_2 \cdot (I_2 / I'_2)^2 = r_2 \cdot k^2;$$

– виходячи з постійності $\cos \varphi_2$ відношення параметрів вторинної обмотки $\frac{x_2}{r_2} = \frac{x'_2}{r'_2}$, звідки приведені значення індуктивного опору вторинної обмотки

$$x'_2 = x_2 \cdot (r'_2 / r_2)^2 = x_2 \cdot k^2.$$

Помножимо обидві частини другого рівняння системи (14.11) на $k = w_1 / w_2$, тоді

$$\dot{U}_2 \frac{w_1}{w_2} = \dot{E}_2 \frac{w_1}{w_2} - j\dot{I}_2 \cdot x_2 \cdot \frac{w_1}{w_2} - \dot{I}_2 \cdot r_2 \cdot \frac{w_1}{w_2},$$

або з урахуванням виконаних приведення параметрів

$$\begin{cases} \dot{U}'_2 = \dot{E}'_2 - j\dot{I}'_2 \cdot x'_2 - \dot{I}'_2 \cdot r'_2; \\ \dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + j\dot{I}_1 \cdot x_1 + \dot{I}_1 \cdot r_1; \\ \dot{I}_1 = \dot{I}_0 + (-\dot{I}'_2). \end{cases} \quad (14.12)$$

14.3. Векторні діаграми трансформатора

Основні рівняння (14.12) можуть бути подані графічно, що наочно показує співвідношення між струмами, ЕРС і напругами обмоток. Процес побудови діаграми (рис. 14.3, 14.4) можна описати логічною схемою (рис. 14.2).

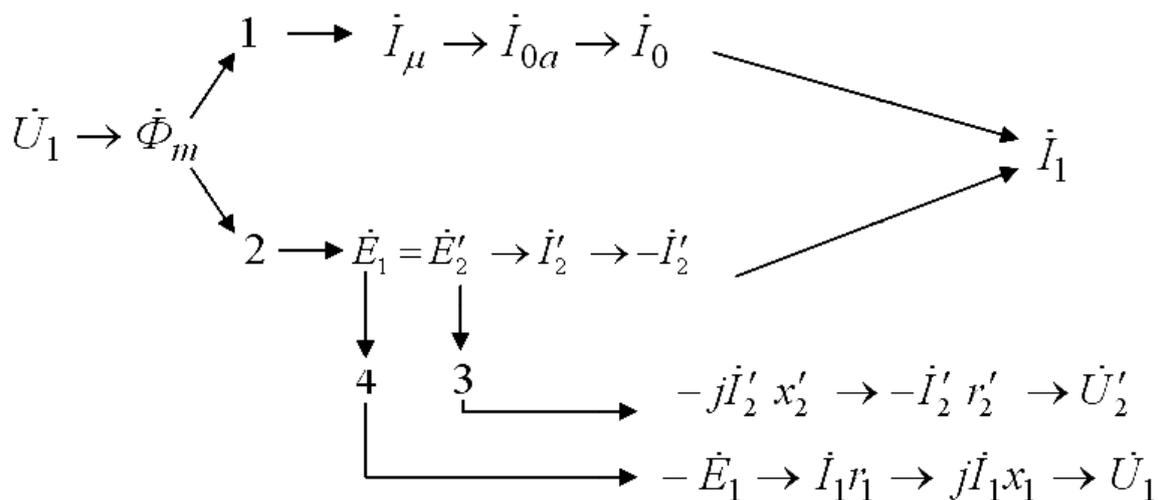


Рис. 14.2

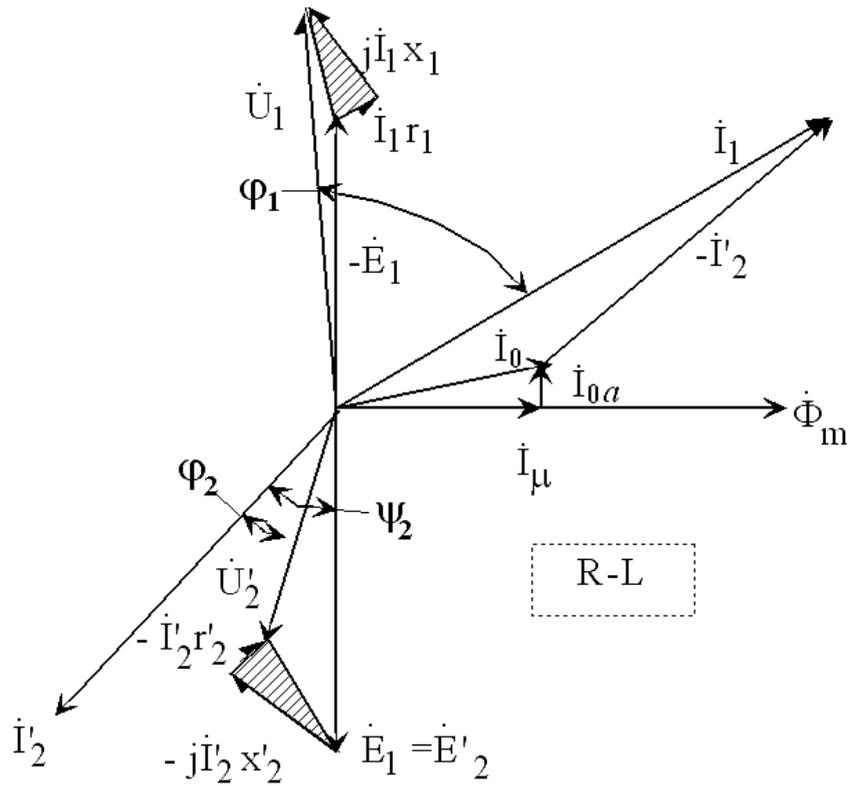


Рис. 14.3. Векторна діаграма трансформатора при R-L навантаженні

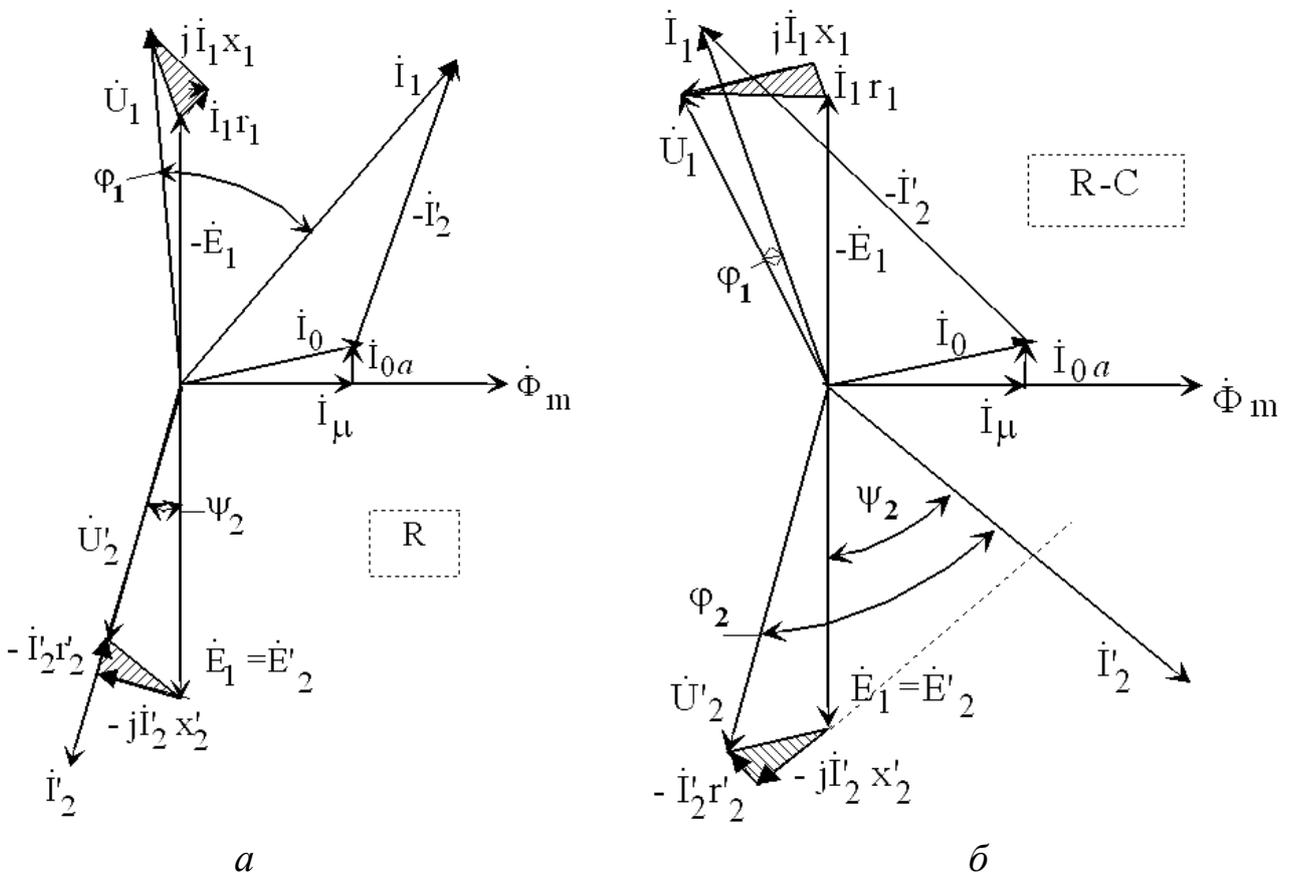


Рис. 14.4. Векторні діаграми трансформатора:
а – при R навантаженні; б – при R-C навантаженні

На векторній діаграмі кут між вектором ЕРС \dot{E}'_2 і струмом \dot{I}'_2 дорівнює

$$\psi_2 = \arctg \frac{x'_2 + x'_H}{r'_2 + r'_H}.$$

Аналіз векторних діаграм показує, що при активно-індуктивному навантаженні ($Z_H = r_H + jx_L$) напруга $\dot{U}'_2 < \dot{E}'_2$. При активно-ємнісному ($Z_H = r_H + jx_C$) напруга $\dot{U}'_2 > \dot{E}'_2$. Це пов'язано з дією потоку розсіяння $\dot{\Phi}_{\sigma 2}$. Оскільки цей потік створюється вторинним струмом і більшу частину шляху проходить повітрям, то він збігається за фазою зі струмом \dot{I}'_2 .

У випадку R-C навантаження реактивна складова потоку розсіяння вторинної обмотки $\dot{\Phi}_{\sigma 2p}$ знаходиться у фазі з основним магнітним потоком $\dot{\Phi}_m$ і надає дію, що підмагнічує магнітопровід (рис. 14.5, а). У цьому разі реактивна складова ЕРС розсіювання вторинної обмотки $\dot{E}'_{\sigma 2p}$ додається до ЕРС \dot{E}'_2 від потоку взаємодукції і напруга U'_2 на виході трансформатора збільшується із зростанням струму навантаження.

При R-L навантаженні потік $\dot{\Phi}_{\sigma 2p}$ знаходиться в протифазі з основним магнітним потоком $\dot{\Phi}_m$, тобто надає на магнітопровід трансформатора дію, що розмагнічує його, і напруга U'_2 зменшується (рис. 14.5, б) з ростом струму навантаження.

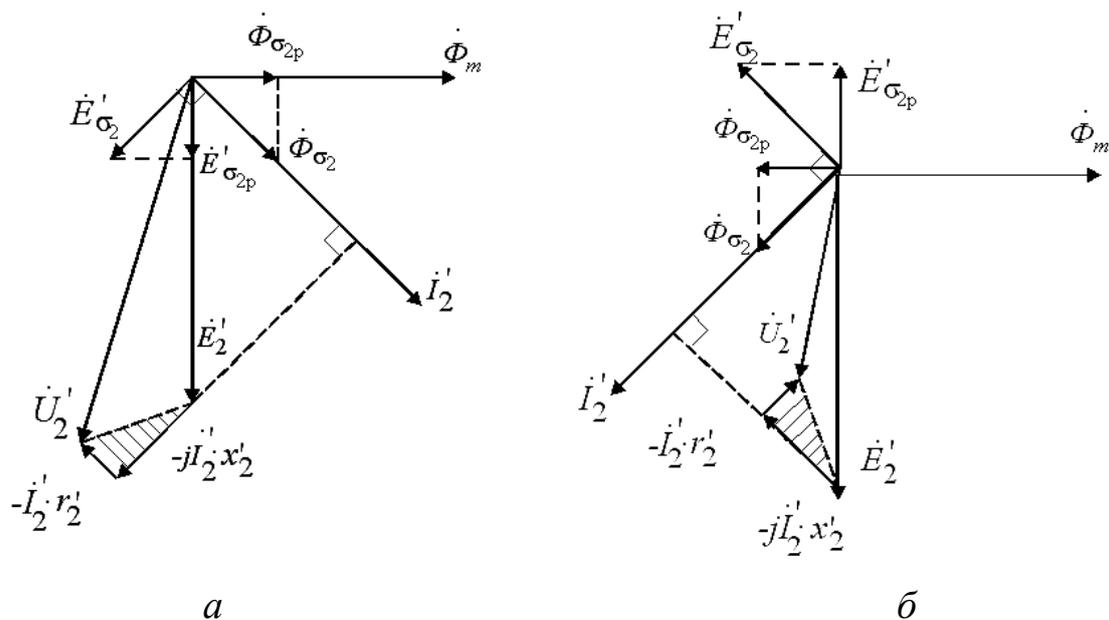


Рис. 14.5. Векторні діаграми для вторинної обмотки трансформатора: а – при R-C навантаженні; б – при R-L навантаженні

15. СХЕМА ЗАМІЩЕННЯ ТРАНСФОРМАТОРА

15.1. Схема заміщення

Ще одним засобом, полегшуючим дослідження електромагнітних процесів і розрахунків трансформаторів, є застосування електричної схеми заміщення приведенного трансформатора.

Введемо такі позначення

$$\dot{E}_1 = \dot{E}'_2 = -\dot{I}_0 \cdot Z_m, \quad \dot{U}'_2 = Z'_H \cdot \dot{I}'_2,$$

де $Z'_H = Z_H \cdot k^2$ – приведений опір навантаження;

$Z_m = r_m + jx_m$ – повний опір гілки намагнічування.

З урахуванням прийнятих позначень система рівнянь електричної рівноваги приведенного трансформатора (14.12) має вигляд

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = \dot{I}_0 \cdot Z_m + \dot{I}_1 \cdot Z_1; \\ \dot{U}'_2 = -\dot{I}_0 \cdot Z_m - \dot{I}'_2 \cdot Z'_2 = \dot{I}'_2 \cdot Z'_H; \\ \dot{I}'_2 = \dot{I}_0 - \dot{I}_1, \end{cases} \quad (15.1)$$

де $Z_1 = r_1 + jx_1$ – повний опір первинної обмотки;

$Z'_2 = r'_2 + jx'_2$ – приведений повний опір вторинної обмотки.

З урахуванням виразу для вторинного струму $\dot{I}'_2 = \dot{I}_0 - \dot{I}_1$ рівняння електричної рівноваги вторинного контуру приймає вигляд

$$-\dot{I}_0 \cdot Z_m - \dot{I}_0 \cdot Z'_2 + \dot{I}_1 \cdot Z'_2 = \dot{I}_0 \cdot Z'_H - \dot{I}_1 \cdot Z'_H,$$

звідки

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_1 \frac{Z'_2 + Z'_H}{Z_m + Z'_2 + Z'_H}. \quad (15.2)$$

При підстановці рівняння (15.2) для струму \dot{I}_0 в рівняння рівноваги первинного контуру воно приймає вигляд

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_1 \left[Z_1 + \frac{Z_m(Z'_2 + Z'_H)}{Z_m + Z'_2 + Z'_H} \right] = \dot{I}_1 \cdot Z_e \quad (15.3)$$

і йому відповідає схема заміщення, подана на рис. 15.1.

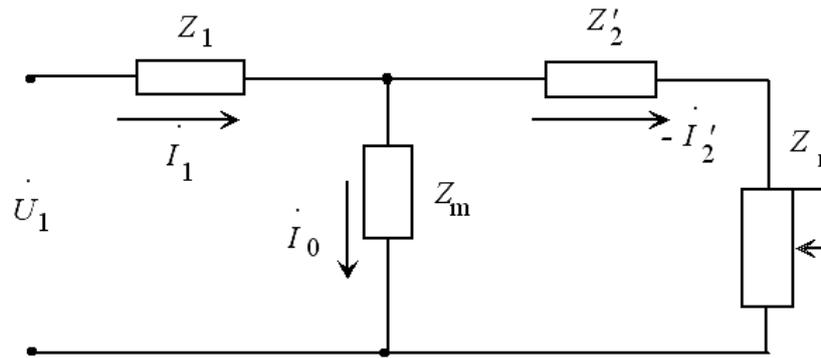


Рис. 15.1. Схема заміщення трансформатора

Оскільки струм неробочого ходу \dot{I}_0 розподіляється на дві складові \dot{I}_{0a} та \dot{I}_μ , то такому розподілу відповідає схема заміщення гілки намагнічування з паралельно ввімкненими опорами r_{12} і jx_{12} (рис. 15.2), де r_{12} активний опір, обумовлений втратами у сталі, а x_{12} індуктивний опір, обумовлений основним магнітним потоком. Така схема заміщення добре узгоджується з реальними фізичними процесами, проте розрахунки зручно робити за схемою, у котрій паралельні гілки об'єднані (рис. 15.3).

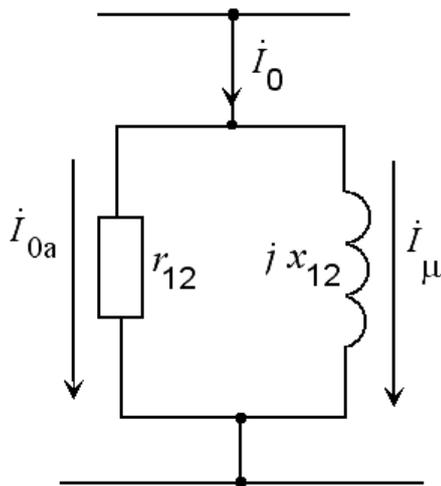


Рис. 15.2

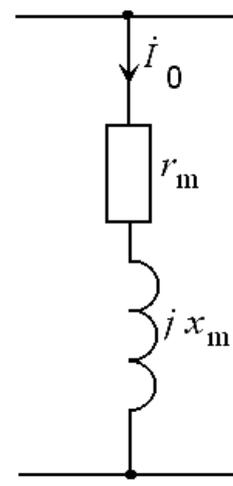


Рис. 15.3

З рис. 15.2

$$Z_m = \frac{r_{12} \cdot jx_{12}}{r_{12} + jx_{12}} = \frac{r_{12} \cdot x_{12}^2}{r_{12}^2 + x_{12}^2} + j \frac{r_{12}^2 \cdot x_{12}}{r_{12}^2 + x_{12}^2} = r_m + jx_m. \quad (15.4)$$

Оскільки активна складова струму неробочого ходу \dot{I}_{0a} значно менше від реактивної \dot{I}_μ , то $r_{12} \gg x_{12}$ і параметри намагнічуючої гілки (рис. 15.3) відповідно такі

$$r_m \approx x_{12}^2 / r_{12}, \quad x_m \approx x_{12}.$$

Схема заміщення приведенного трансформатора, надана на рис.15.4, задовольняє всі рівняння ЕРС і струмів (15.1) і являє собою сукупність трьох гілок:

- первинної – з опором $Z_1 = r_1 + jx_1$ і струмом \dot{I}_1 ;
- намагнічуючої – з опором $Z_m = r_m + jx_m$ і струмом \dot{I}_0 ;
- вторинної – із двома опорами: опором вторинної гілки $Z'_2 = r'_2 + jx'_2$ й опором навантаження $Z'_H = r'_H \pm jx'_H$ і струмом \dot{I}'_2 .

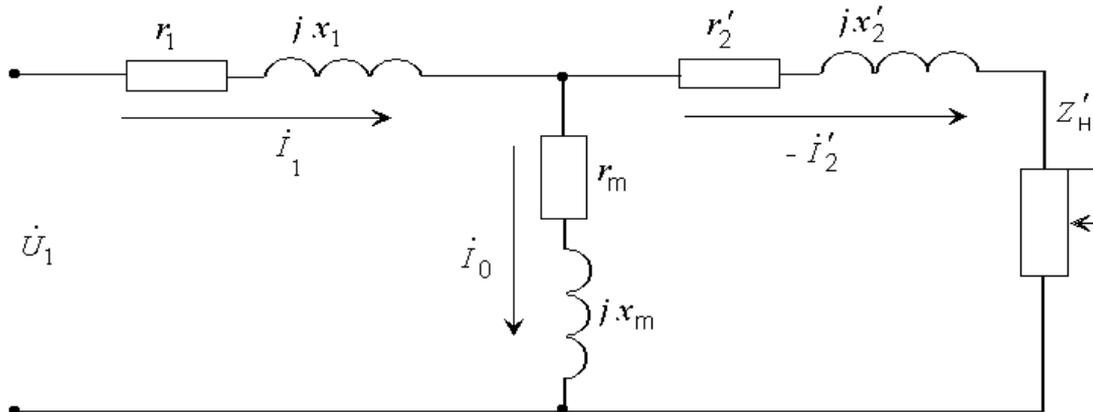


Рис. 15.4. Схема заміщення приведенного трансформатора

Усі параметри схеми заміщення, за винятком Z'_H , є постійними для даного трансформатора і можуть бути визначені з дослідів неробочого ходу та короткого замикання.

15.2. Дослід неробочого ходу

Для проведення дослідів неробочого ходу збирається схема (рис. 15.5).

Напругу до первинної обмотки підводять через однофазний регулятор напруги РНО, що дозволяє плавно підвищувати напругу в діапазоні

$$U_{10} = (0 \div 1,15)U_{1н.}$$

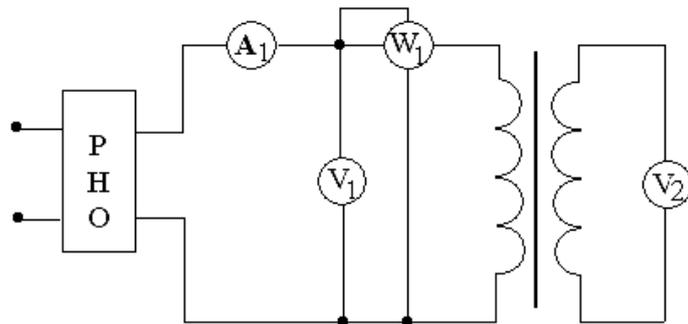


Рис. 15.5. Схема дослідів неробочого ходу ТР

При цьому для 5÷6 точок фіксують показання приладів U_{10} , I_0 , P_0 , U_{20} . За даними вимірів будують характеристики неробочого ходу ТР I_0 , P_0 , $\cos \varphi_0 = f(U_{10})$, подані на рис. 15.6.

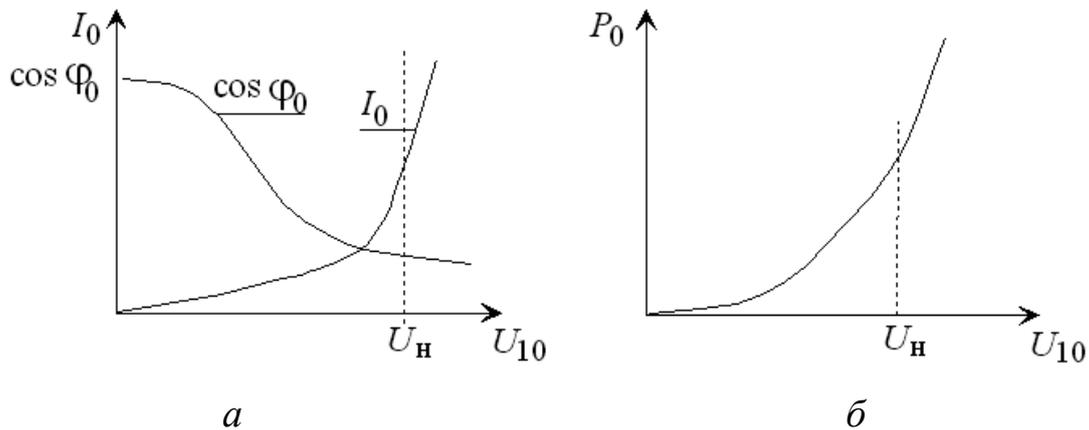


Рис. 15.6. Характеристики неробочого ходу трансформатора

Залежність $I_0 = f(U_0)$ на рис. 15.6,а повторює характеристику намагнічування сталі $H = f(B)$. При малих значеннях U_{10} залежність $I_0 = f(U_0)$ носить прямолінійний характер, внаслідок незмінності магнітної провідності сталі сердечника. Починаючи приблизно з $0,8U_{10}$, спостерігається значне збільшення струму I_0 , тому що магнітна провідність зменшується.

Залежність $P_0 = f(U_0)$ (рис. 15.6,б) має параболічний характер. Потужність неробочого ходу $P_0 = \Delta p_{\text{ст}} + \Delta p_{\text{е10}}$. Оскільки струм неробочого ходу I_0 малий, то електричними втратами в первинній обмотці $\Delta p_{\text{е10}} = I_0^2 \cdot r_1 \approx 0$ можна зневажити та вважати, що вся потужність неробочого ходу йде на покриття втрат у сталі

$$P_0 = \Delta p_{\text{ст}},$$

де $\Delta p_{\text{ст}} \equiv B_m^2 \equiv \Phi_m^2 \equiv E_1^2 \equiv U_{10}^2$.

Вираз для коефіцієнта потужності неробочого ходу можна представити так:

$$\cos \varphi_0 = P_0 / (U_{10} \cdot I_0) \equiv U_{10}^2 / (U_{10} \cdot I_0) \equiv U_{10} / I_0.$$

Зі збільшенням напруги U_{10} струм неробочого ходу зростає швидше від напруги і $\cos \varphi_0$ зменшується (рис. 15.6,а).

За даними неробочого ходу при $U_{10} = U_{1\text{H}}$ розраховують такі величини:

- коефіцієнт трансформації $k = U_{1\text{H}} / U_{20}$;
- відсоткове значення струму неробочого ходу

$$I_{0\%} = \frac{I_0}{I_{1\text{H}}} \cdot 100 \%, \quad (I_{0\%} = 4 \div 10 \%);$$

- втрати в сталі $-\Delta p_{ст} = P_0$;
- параметри гілки намагнічування схеми заміщення ТР – x_m, r_m, Z_m .

Схема заміщення для режиму неробочого ходу подана на рис. 15.7. Виконуються такі розрахунки:

$$\begin{aligned} Z_0 &= Z_1 + Z_m = U_{10}/I_0; \\ r_0 &= r_1 + r_m = P_0/I_0^2; \\ x_0 &= x_1 + x_m = \sqrt{Z_0^2 - r_0^2}. \end{aligned} \tag{15.5}$$

Нехтуючи значеннями параметрів первинного контуру r_1 та x_1 , можна вважати, що

$$Z_m = Z_0, \quad r_m = r_0, \quad x_m = \sqrt{Z_m^2 - r_m^2}.$$

Векторна діаграма ТР для режиму неробочого ходу наведена на рис. 15.8.

Активна складова струму неробочого ходу $I_{0a} = I_0 \cdot \cos \varphi_0$ не перевищує 10 % від I_0 .

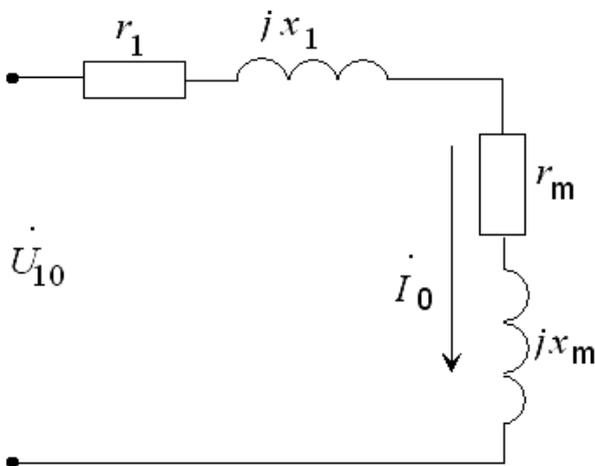


Рис. 15.7. Схема заміщення ТР у досліді неробочого ходу

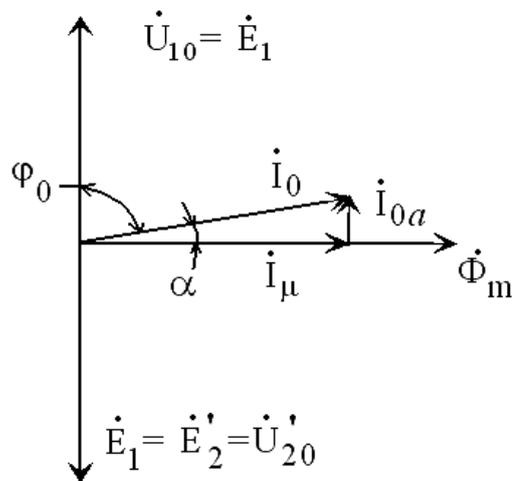


Рис. 15.8. Векторна діаграма ТР

Дослід неробочого ходу трансформатора дозволяє зробити висновок про ступінь насичення трансформатора і про якість збирання його магнітної системи.

15.3. Дослід короткого замикання

При досліді короткого замикання (КЗ) вторинну обмотку трансформатора замикають накоротко (рис. 15.9), при цьому вторинна напруга $U_2 = 0$.

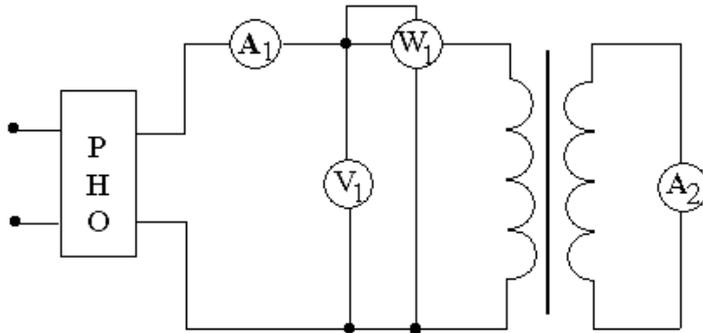


Рис. 15.9.
Схема досліду КЗ

На первинну обмотку подають знижену напругу, поступово підвищуючи її регулятором напруги РНО до деякого значення U_K , при якому по обмотках протікають струми короткого замикання, що не перевищують номінальні на $(10 \div 20)\%$, тобто $I_{1K} \leq 1,2I_{1H}$.

При цьому записують показання приладів U_K, I_K, P_K , розраховують коефіцієнт потужності короткого замикання $\cos \varphi_K = P_K / (U_K \cdot I_K)$ та будують характеристики короткого замикання $I_K, P_K, \cos \varphi_K = f(U_K)$, подані на рис.15.10.

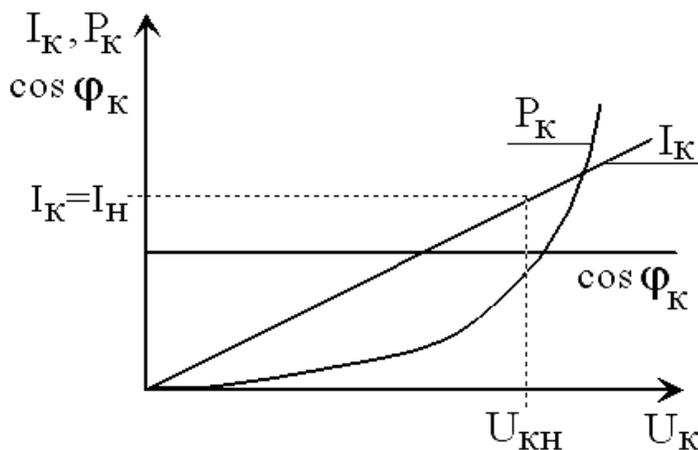


Рис. 15.10. Характеристики КЗ

Напругу, при якій струми в обмотках трансформатора при досліді короткого замикання дорівнюють їхнім номінальним значенням, називають **номінальною напругою короткого замикання**.

Її прийнято виражати у відсотках від номінальної

$$u_{K\%} = \frac{U_{KH}}{U_H} \cdot 100 \%. \quad (15.6)$$

Звичайно $u_{K\%}$ складає $(5 \div 10)\%$ від номінальної первинної напруги.

Оскільки магнітний потік Φ пропорційний величині напруги U_1 , а у режимі короткого замикання $U_1 = U_K = (0,05 \div 0,1)U_{1H}$, отже магнітний потік настільки малий, що струмом намагнічування можна знехтувати, тобто покласти $I_0 = 0$. У цьому випадку рівняння для струмів приймає вигляд

$$\dot{I}_1 = -\dot{I}_2 = \dot{I}_K. \quad (15.7)$$

Тому схема заміщення для режиму короткого замикання не містить гілки намагнічування і має вигляд, поданий на рис. 15.11.

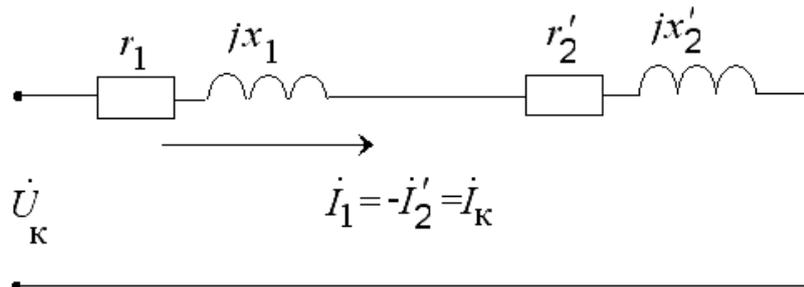


Рис. 15.11. Схема заміщення трансформатора в досліді КЗ

Для цієї схеми заміщення можна записати рівняння напруги

$$\begin{aligned} \dot{U}_K &= -\dot{I}'_2 \cdot r'_2 - j\dot{I}'_2 \cdot x'_2 + \dot{I}_1 \cdot r_1 + j\dot{I}_1 \cdot x_1 = \\ &= \dot{I}_K \cdot (r_1 + r_2) + j\dot{I}_K \cdot (x_1 + x'_2) = \\ &= \dot{I}_K \cdot r_K + j\dot{I}_K \cdot x_K = \dot{I}_K \cdot z_K. \end{aligned} \quad (15.8)$$

Оскільки магнітна система трансформатора в досліді короткого замикання не насичена, то залежність $I_K = f(U_K)$ являє собою пряму лінію (див. рис. 15.10).

Втратами в сталі при малому магнітному потоці можна знехтувати. Отже, можна вважати, що потужність P_K , споживана трансформатором при досліді КЗ, йде на покриття втрат в обмотках трансформатора

$$P_K = I_K^2 \cdot r_1 + I_K^2 \cdot r'_2 = I_K^2 \cdot r_K = r_K \cdot U_K^2 / z_K^2 \equiv U_K^2. \quad (15.9)$$

Характеристика $P_K = f(U_K)$ має параболічний характер.

Коефіцієнт потужності не залежить від напруги

$$\cos \varphi_K = P_K / I_K \cdot U_K = I_K^2 \cdot r_K / I_K \cdot U_K = r_K / z_K = \text{const}. \quad (15.10)$$

Дані досліді короткого замикання трансформатора при $I_K = I_{1H}$ дозволяють визначити:

– параметри схеми заміщення (рис. 15.11)

$$\begin{aligned} Z_K &= U_K / I_K; \\ r_1 + r'_2 &= r_K = P_K / I_K^2; \end{aligned} \quad (15.11)$$

$$x_1 + x'_2 = x_K = \sqrt{Z_K^2 - r_K^2},$$

де опори первинної і вторинної обмоток приймаються рівними

$$r_1 = r_2' = r_k/2; \quad x_1 = x_2' = x_k/2;$$

– електричні втрати в обмотках при номінальному навантаженні

$$\Delta p_{\text{ел}} = P_{\text{кн}} = I_{1\text{н}}^2 \cdot r_k;$$

– відсоткове значення номінальної напруги КЗ

$$u_{\text{к}\%} = \frac{I_{1\text{н}} \cdot Z_{\text{к}}}{U_{1\text{н}}} \cdot 100 \%; \quad (15.12)$$

– активну ($u_{\text{ка}\%}$) та реактивну ($u_{\text{кр}\%}$) складові напруги КЗ

$$u_{\text{ка}\%} = \frac{I_{1\text{н}} \cdot r_k}{U_{1\text{н}}} \cdot 100 \%, \quad (15.13)$$

$$u_{\text{кр}\%} = \frac{I_{1\text{н}} \cdot x_k}{U_{1\text{н}}} \cdot 100 \%. \quad (15.14)$$

Відповідно до Держстандарту при визначенні $u_{\text{к}\%}$, $u_{\text{ка}\%}$ опори r_k , Z_k повинні бути наведені до середньої розрахункової температури 75°C для трансформаторів з ізоляцією класів нагрівостійкості А, Е, В и 115°C з ізоляцією класів F, Н.

Індуктивні опори короткого замикання – це опори розсіяння, але так як магнітна система не насичена ($\mu_{\text{ст}} = \infty$), можна вважати, що

$$L_\sigma = \frac{\Psi_\sigma}{I} = \frac{w \cdot \Phi_\sigma}{I} = \frac{w \cdot F}{R_\mu \cdot I} = \frac{w^2}{R_{\mu 0}} = \text{const},$$

тобто індуктивний опір x_k від температури не залежить ($x_k = \text{const}$).

Оскільки дослід короткого замикання відбувається при постійній робочій температурі обмоток, то $r_k = \text{const}$, отже і $Z_k = \text{const}$.

Наприклад, для температури 75°C

$$r_{\text{к}75} = r_k \cdot [1 + \alpha(75 - \theta_1)];$$

$$Z_{\text{к}75} = \sqrt{r_{\text{к}75}^2 + x_k^2};$$

$$\cos \varphi_{\text{к}75} = r_{\text{к}75} / Z_{\text{к}75}; \quad (15.15)$$

$$u_{\text{к}\%75} = 100(I_k \cdot Z_{\text{к}75} / U_{1\text{н}}),$$

де r_k – активний опір КЗ при температурі θ_1 ;

$\alpha = 0,004$ – температурний коефіцієнт для міді й алюмінію.

Напругу короткого замикання та її складові також можна визначити

у відносних одиницях. При цьому вони будуть дорівнювати відповідним опорам у відносних одиницях:

$$\begin{aligned} u_k^* &= U_k / U_{1H} = I_{1H} Z_k / U_{1H} = Z_k / Z_{\bar{0}} = Z_k^*; \\ u_{ka}^* &= r_k / Z_{\bar{0}} = r_k^*; \quad u_{kp}^* = x_k / Z_{\bar{0}} = x_k^*, \end{aligned} \quad (15.16)$$

де $Z_{\bar{0}} = U_{1H} / I_{1H}$ – базовий опір.

Таким чином, напруга короткого замикання характеризує внутрішній опір трансформатора.

Від значення напруги короткого замикання залежать падіння напруги в трансформаторі, зовнішні характеристики і струм короткого замикання трансформатора.

Величина сталого струму короткого замикання при номінальній напрузі може бути визначена

$$I_k = \frac{U_H}{Z_k} = \frac{U_H}{\frac{U_k}{I_H}} \cdot \frac{U_H}{U_H} \cdot \frac{100}{100} = \frac{100}{u_{k\%}} \cdot I_H. \quad (15.17)$$

Якщо прийняти, що $u_{k\%} = (5 \div 10) \%$, то струм короткого замикання при $U_k = U_H$ може досягати $I_k = (20 \div 10) I_{1H}$.

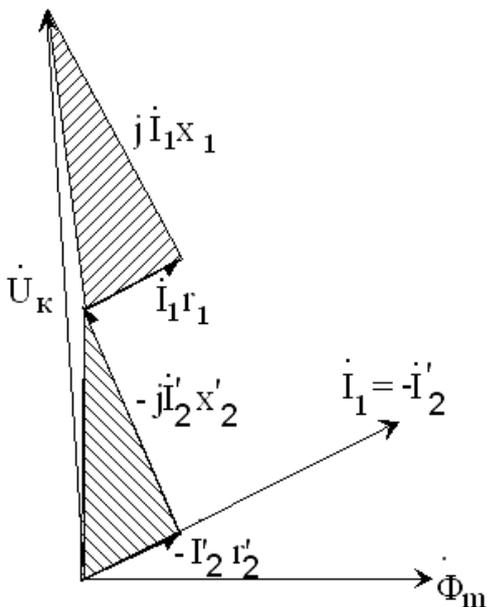


Рис. 15.12. Векторна діаграма TP в досліді K3

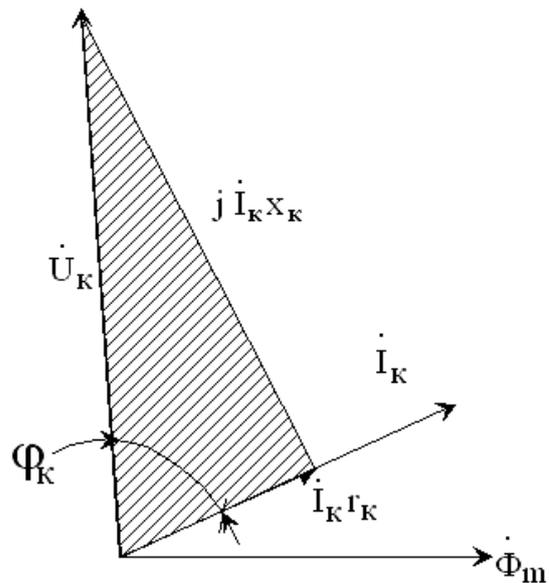


Рис. 15.13. Трикутник K3

За рівнянням напруги (15.8) можна побудувати векторну діаграму трансформатора у режимі K3, показану на рис. 15.12.

Рівняння (15.8) дає також можливість побудувати трикутник корот-

кого замикання (рис. 15.13). Складові напруги короткого замикання з векторної діаграми можна визначити, використовуючи значення кута φ_K

$$\begin{aligned} u_{ка} &= U_K \cdot \cos \varphi_K, & u_{кр} &= U_K \cdot \sin \varphi_K, \\ u_K &= \sqrt{u_{ка}^2 + u_{кр}^2}. \end{aligned} \quad (15.18)$$

16. ЗМІНА ВТОРИННОЇ НАПРУГИ

16.1. Спрощена векторна діаграма трансформатора

При аналізі властивостей трансформаторів часто зневажають струмом неробочого ходу (I_0), що для потужних трансформаторів складає $(0,02 \dots 0,1) I_{1H}$.

Основні рівняння в цьому випадку приймають вигляд

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 \cdot Z_1; \\ \dot{U}_2' = \dot{E}_2' - \dot{I}_2' \cdot Z_2'; \\ \dot{I}_1 = -\dot{I}_2'. \end{cases} \quad (16.1)$$

Оскільки $\dot{E}_1 = \dot{E}_2' = \dot{U}_2' + \dot{I}_2' \cdot Z_2'$, то $\dot{U}_1 = -\dot{U}_2' - \dot{I}_2' \cdot Z_2' + \dot{I}_1 \cdot Z_1$, але

$$\begin{aligned} -\dot{I}_2' &= \dot{I}_1, \quad Z_1 = r_1 + jx_1, \quad Z_2' = r_2' + jx_2', \text{ отже} \\ \dot{U}_1 &= -\dot{U}_2' + \dot{I}_1(r_1 + r_2') + j\dot{I}_1(x_1 + x_2') = -\dot{U}_2' + \dot{I}_1 r_K + j\dot{I}_1 x_K. \end{aligned} \quad (16.2)$$

З урахуванням того, що

$$-\dot{U}_2' = -\dot{I}_2' \cdot Z_2' = \dot{I}_1 \cdot Z_H',$$

рівнянню (16.2) відповідає спрощена схема заміщення на рис. 16.1.

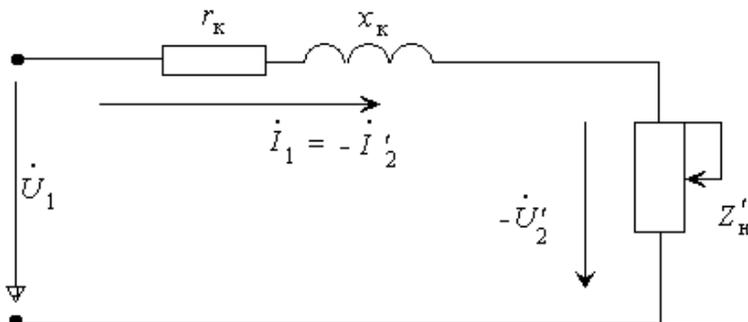


Рис. 16.1.
Спрощена схема
заміщення
трансформатора

За рівнянням (16.2) на рис. 16.2,а збудована спрощена векторна діаграма трансформатора, у котрій прямокутний трикутник ADC являє собою трикутник короткого замикання, сторони котрого відповідно дорівнюють

$$CD = I \cdot r_k = u_{ка}, \quad AD = I_1 \cdot x_k = u_{кр}, \quad AC = I_1 \cdot Z_k = u_k.$$

Спрощена векторна діаграма трансформатора використовується для практичних розрахунків. Її будують за заданими номінальними значеннями напруги U_{1H} , струму I_{1H} , коефіцієнта потужності $\cos \varphi_{2H}$ і параметрами трикутника КЗ $-u_k$, $u_{ка}$, $u_{кр}$.

16.2. Зміна вторинної напруги

Вторинна напруга трансформатора при навантаженні U'_2 відрізняється від напруги U'_{20} при неробочому ході. Цю зміну прийнято представляти у відсотках від номінальної первинної напруги

$$\Delta U_{\%} = \frac{U'_{20} - U'_2}{U'_{20}} \cdot 100 = \frac{U_{1H} - U'_2}{U_{1H}} \cdot 100. \quad (16.3)$$

Величина $\Delta U_{\%}$ називається відсотковою зміною напруги трансформатора і може бути визначена за допомогою спрощеної векторної діаграми (рис. 16.2).

Для потужних трансформаторів кут $\gamma \approx 4^\circ$, тому за модуль вектора \dot{U}_{1H} приблизно можна прийняти його проекцію на напрямок вектора $-\dot{U}'_2$, тобто відрізок ОА (рис. 16.2, б). Тоді

$$\Delta U = U_{1H} - U'_2 \approx \overline{OA} - \overline{OC} = \overline{CA}.$$

Спроектуювавши аналогічно вектори $\dot{I}_1 r_k$ і $j\dot{I}_1 x_k$ на напрямок вектора $-\dot{U}'_2$, дістаємо

$$\overline{CA} = \overline{CB} + \overline{BA}, \quad \overline{CB} = I_1 \cdot r_k \cdot \cos \varphi_2, \quad \overline{BA} = I_1 \cdot x_k \cdot \sin \varphi_2.$$

Таким чином, зміна напруги (%)

$$\Delta U_{\%} = (I_1 \cdot r_k \cdot \cos \varphi_2 + I_1 \cdot x_k \cdot \sin \varphi_2) \frac{100}{U_{1H}}.$$

Позначимо через $\beta = I_1 / I_{1H}$ коефіцієнт навантаження трансформатора, тоді $I_1 = \beta \cdot I_{1H}$, і вираз для $\Delta U_{\%}$ приймає вигляд

$$\Delta U_{\%} = \beta \cdot \left(\frac{I_{1H}}{U_{1H}} r_k \cdot \cos \varphi_2 + \frac{I_{1H}}{U_{1H}} x_k \cdot \sin \varphi_2 \right) \cdot 100\%,$$

$$\text{але } \frac{I_{1H} \cdot r_K}{U_{1H}} \cdot 100 = u_{ка\%}, \quad \frac{I_{1H} \cdot x_K}{U_{1H}} \cdot 100 = u_{кр\%},$$

тому остаточно

$$\Delta U_{\%} = \beta(u_{ка\%} \cdot \cos \varphi_2 + u_{кр\%} \cdot \sin \varphi_2) = \beta \cdot u_{к\%} \cdot \cos(\varphi_2 - \varphi_K) \quad (16.4)$$

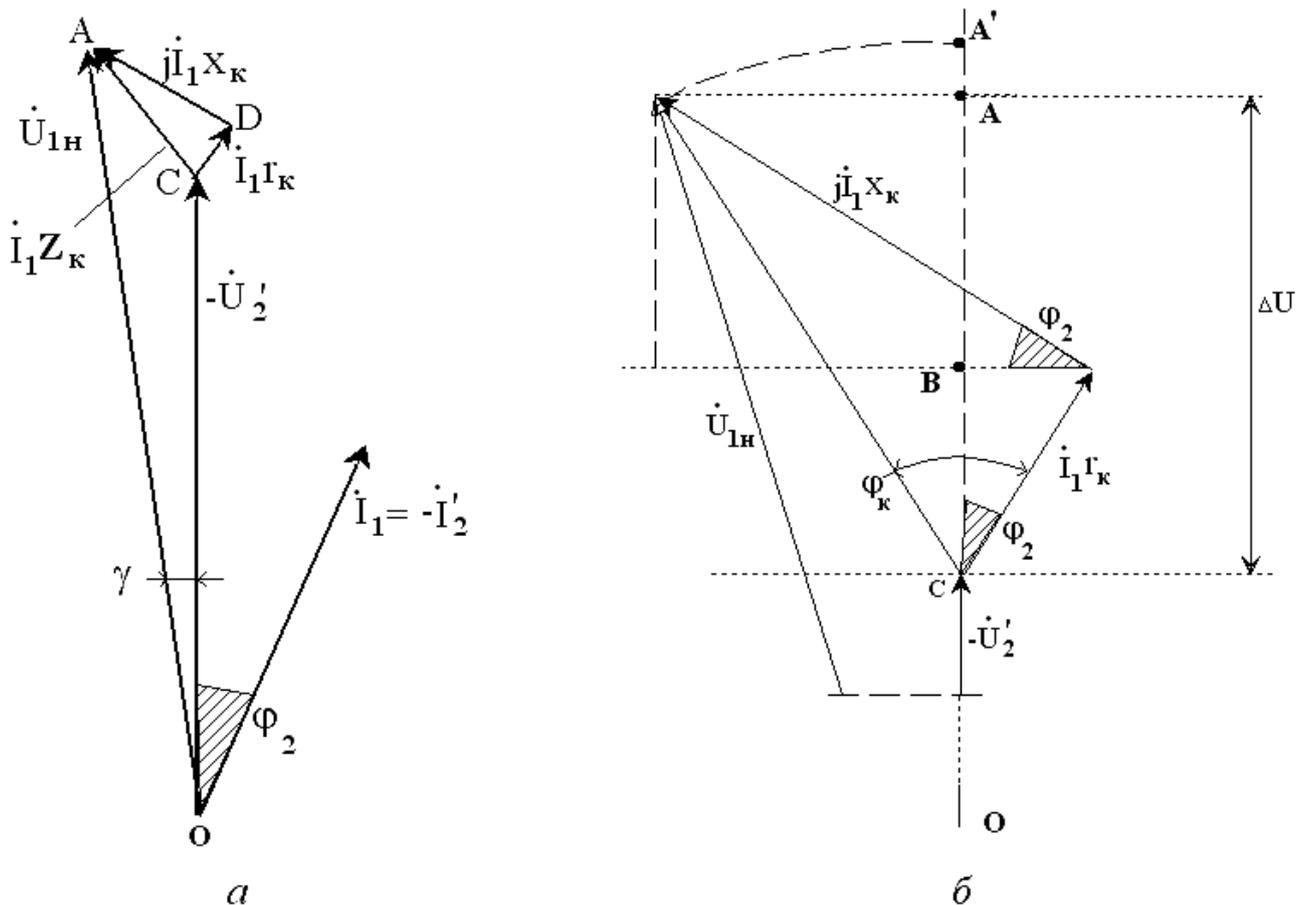


Рис. 16.2. Спрощена векторна діаграма ТР

Найбільше значення ΔU_{\max} має при $\varphi_2 = \varphi_K$, тобто коли точка A (рис. 16.2,б) займає положення A' .

При $\varphi_2 = 0$ (чисто активне навантаження, рис. 16.3, б) $\Delta U = I_1 \cdot r_K$.

При чисто індуктивному навантаженні при $\varphi_2 = 90^\circ$ величина $\Delta U = I_1 \cdot x_K$ (рис. 16.3,а).

При $\varphi_2 < 0$, тобто коли струм I_2' випереджає напругу U_2' (активно-ємнісне навантаження), величина ΔU змінює знак. При певному активно-ємнісному навантаженні ΔU може дорівнювати нулю (рис. 16.4). При чисто ємнісному навантаженні $\varphi_2 = -90^\circ$ та $\Delta U = -I_1 \cdot x_K$ (рис. 16.3,в).

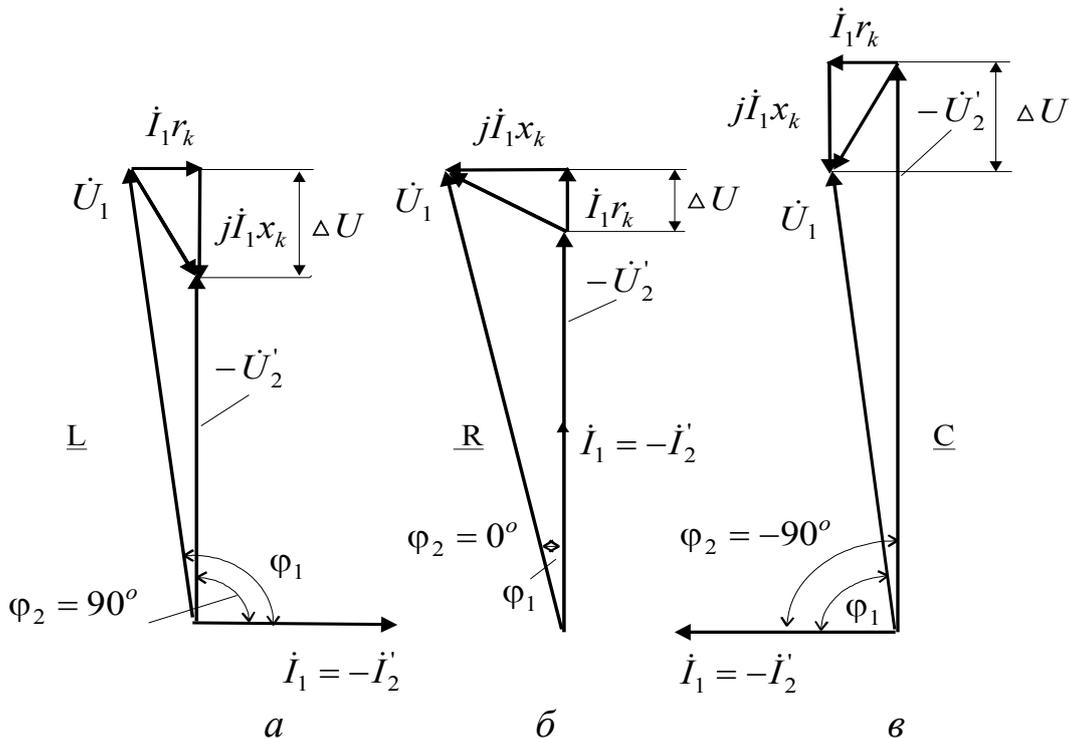


Рис. 16.3. Спрощені векторні діаграми трансформатора при різноманітних характерах навантаження

Якщо побудувати векторні діаграми ТР (рис. 16.3) за умови

$$U_{1H} = const;$$

$$I_1 = I_2' = const$$

при різноманітних характерах навантаження ($\varphi_2 = var$), то можна визначити залежність $\Delta U_{\%} = f(\varphi_2)$ (рис. 16.4).

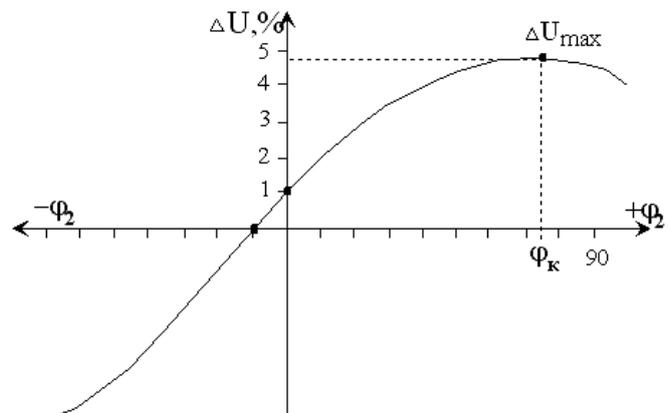


Рис. 16.4. Залежність $\Delta U_{\%} = f(\varphi_2)$

16.3. Зовнішні характеристики трансформатора

Залежність вторинної напруги U_2 трансформатора від струму навантаження I_2 називають **зовнішньою характеристикою**. Вигляд зовнішньої характеристики залежить від характеру навантаження трансформатора ($\cos \varphi_2$). Використовуючи рівняння (16.4) або виконуючи побудову спрощеної векторної діаграми при заданому характері навантаження для різноманітних значень струму можна зобразити зовнішні характеристики трансформатора $U_2 = f(I_2)$ при $\cos \varphi_2 = const$ (рис. 16.5).

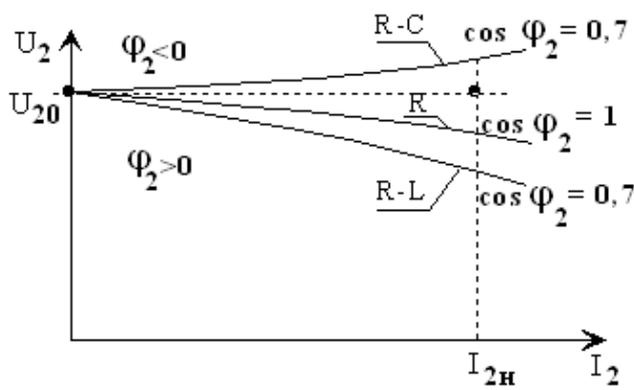


Рис. 16.5. Зовнішні характеристик

З рівняння (16.4) очевидно, що ΔU залежить від активної ($u_{ка}$) і реактивної ($u_{кр}$) складових напруги короткого замикання.

Оскільки $u_{кр} \gg u_{ка}$, то реактивна складова ($u_{кр}$) надає значно більший вплив на зміну вторинної напруги при навантаженні.

16.4. Втрати і ККД трансформатора

При роботі трансформатора в ньому відбуваються втрати енергії, що поділяються на електричні і магнітні.

Електричні втрати Δp_e пропорційні квадрату струму і визначаються сумою електричних втрат у первинній Δp_{e1} і вторинній обмотках Δp_{e2} трансформатора

$$\Delta p_e = \Delta p_{e1} + \Delta p_{e2} = I_1^2 \cdot r_1 + I_2^2 \cdot r_2' = I_1^2 (r_1 + r_2') = I_1^2 \cdot r_k. \quad (16.5)$$

Втрати в обмотках трансформатора визначаються дослідним шляхом, виміром потужності короткого замикання $P_{кн}$, при номінальних струмах в обмотках ($I_k = I_{1H}$)

$$\Delta p_e = P_k = (\beta \cdot I_{1H})^2 \cdot r_k = \beta^2 \cdot I_{1H}^2 \cdot r_k = \beta^2 \cdot P_{кн}. \quad (16.6)$$

Електричні втрати називають змінними, тому що їхня величина залежить від навантаження трансформатора.

Магнітні втрати (втрати в сталі) відбуваються головним чином у магнітній системі трансформатора внаслідок перемагнічування його змінним магнітним полем. Ці втрати складаються з втрат на гістерезис та втрат на вихрові струми.

Втрати на гістерезис пов'язані з витратою енергії на знищення залишкового магнетизму у феромагнітному матеріалі магнітної системи

$$\begin{aligned} \Delta p_\Gamma &= \frac{1}{T} \int_0^T U \cdot I \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^T U_{10} \cdot \frac{H \cdot l}{w_1} dt = \\ &= f_1 \int_0^T w_1 \cdot S_{ст} \cdot \frac{dB_m}{dt} \cdot \frac{H \cdot l}{w_1} dt = f_1 \cdot V_{ст} \int_0^T H \cdot dB_m. \end{aligned} \quad (16.7)$$

Втрати на гістерезис пропорційні частоті перемагнічування f_1 в першому ступені. Для зменшення втрат на гістерезис магнітну систему трансформатора виконують із магнітнотім'якої сталі з вузькою петлею гістерезиса.

Втрати від вихрових струмів наводяться змінним магнітним полем в пластинах магнітної системи.

Якщо припустити, що магнітний потік замикається перпендикулярно листу сталі (рис. 16.6), і вважаючи, що розмір $b \gg d$, можна визначити ЕРС, індуковану потоком у витку, завширшки $2x$ і завтовшки dx

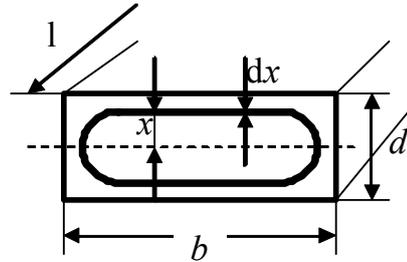


Рис. 16.6

$$E_x = 4 \cdot k_\beta \cdot f_1 \cdot B_m \cdot b \cdot 2x. \quad (16.8)$$

Активний опір контуру (рис. 16.6)

$$r_x = \rho \cdot \frac{l}{S} = \rho \cdot \frac{2b}{l \cdot dx} \quad (16.9)$$

і втрати від наведених струмів в розглянутому контурі

$$d\Delta p_{\text{вт}} = \frac{E_x^2}{r_x} = \frac{16 \cdot k_\beta^2 \cdot f_1^2 \cdot B_m^2 \cdot b^2 \cdot 2^2 \cdot x^2 \cdot l}{\rho \cdot 2 \cdot b} \cdot dx. \quad (16.10)$$

Втрати від вихрових струмів по усьому перетину листа сталі

$$\begin{aligned} \Delta p_{\text{вт}} &= \int_0^{d/2} d\Delta p_{\text{вт}} = \int_0^{d/2} \frac{16 \cdot k_\beta^2 \cdot f_1^2 \cdot B_m^2 \cdot b \cdot 2 \cdot l}{\rho} x^2 dx = \\ &= \frac{32 \cdot k_\beta^2 \cdot f_1^2 \cdot B_m^2 \cdot d^2 \cdot b \cdot l \cdot d}{8 \cdot \rho \cdot 3} = \frac{4}{3\rho} \cdot k_\beta^2 \cdot f_1^2 \cdot B_m^2 \cdot d^2 \cdot V_{\text{ст}}. \end{aligned} \quad (16.11)$$

Таким чином, із точки зору зменшення втрат на вихрові струми магнітну систему необхідно набрати з окремих листів (шихтувати) якомога меншої товщини (d). Втрати від вихрових струмів пропорційні частоті напруги живлення у другому степені f_1^2 . Тому із збільшенням частоти перемагнічування f_1 товщину листа необхідно зменшувати.

При $f_1 = 50 \text{ Гц}$ – $d = 0,35 \text{ мм}$, при $f_1 = 200 \text{ Гц}$ – $d = 0,15 \div 0,2 \text{ мм}$, при

$$f_1 = 400 \text{ Гц} - d = 0,08 \div 0,1 \text{ мм.}$$

Втрати в сталі розраховують за виразом

$$\Delta p_{ст} = \kappa_d \cdot \Delta p_{1/50} \cdot \left(\frac{f}{50}\right)^\alpha \cdot B_m^\beta \cdot G_{ст}, \quad (16.12)$$

де κ_d – коефіцієнт збільшення втрат;

$\Delta p_{1/50}$ – питомі втрати в сталі при навантаженні 1 Тл і частоті перемагнічування 50 Гц, Вт/кг;

B_m – значення магнітної індукції в стержні або ярмі магнітної системи трансформатора, Тл;

α, β – коефіцієнти, обумовлені маркою використовуваної сталі $\alpha = 1,3 \div 1,5$; $\beta = 1,8 \div 2$;

$G_{ст}$ – маса стержня або ярма магнітної системи, кг.

Втрати в сталі приймаються рівними потужності неробочого ходу при номінальній первинній напрузі $U_0 = U_{1н}$

$$\Delta p_{ст} = P_0. \quad (16.13)$$

При незмінній первинній напрузі магнітні втрати постійні і не залежать від навантаження трансформатора.

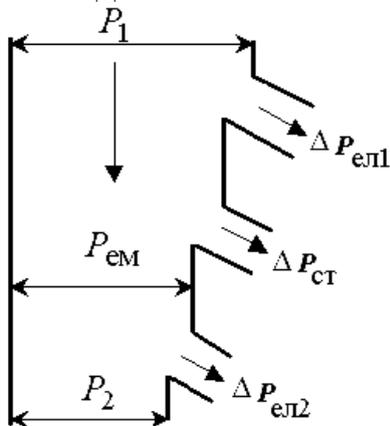


Рис. 16.7. Енергетична діаграма ТР

Активна потужність P_1 , що поступає із мережі в первинну обмотку трансформатора (рис. 16.7), частково витрачається на електричні втрати в цій обмотці $\Delta p_{ел1}$.

Змінний магнітний потік викликає в магнітній системі трансформатора втрати в сталі $\Delta p_{ст}$.

Потужність, що залишилася після цього, називається електромагнітною

$$P_{ем} = P_1 - (\Delta p_{ел1} + \Delta p_{ст})$$

та передається у вторинну обмотку.

У вторинній обмотці мають місце електричні втрати $\Delta p_{ел2}$. Активна потужність, що поступає у навантаження трансформатора,

$$P_2 = P_1 - \Sigma \Delta p,$$

де $\Sigma \Delta p = \Delta p_{ел1} + \Delta p_{ел2} + \Delta p_{ст}$ – сумарні втрати у трансформаторі.

Коефіцієнт корисної дії (ККД) трансформатора визначають як відношення активної потужності на виході вторинної обмотки P_2 (корисна

потужність) до активної потужності на вході первинної обмотки P_1 (споживана потужність)

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + \sum \Delta p} = \frac{P_1 - \sum \Delta p}{P_1} = 1 - \frac{\sum \Delta p}{P_2 + \sum \Delta p}. \quad (16.14)$$

Якщо прийняти, що сумарні втрати

$$\sum \Delta p = \Delta p_{\text{ст}} + \Delta p_{\text{ел}} = P_0 + \beta^2 \cdot P_{\text{кн}}, \quad (16.15)$$

а корисна потужність $P_2 = \beta \cdot S_{\text{н}} \cdot \cos \varphi_2$, то дістаємо вираз для розрахунку ККД трансформатора

$$\eta = 1 - \frac{P_0 + \beta^2 \cdot P_{\text{кн}}}{\beta \cdot S_{\text{н}} \cdot \cos \varphi_2 + P_0 + \beta^2 \cdot P_{\text{кн}}}. \quad (16.16)$$

Для того щоб визначити залежність $\eta = f(\beta)$ (рис. 16.8), необхідно взяти похідну $\frac{\partial \eta}{\partial \beta} = 0$. При цьому максимальне значення ККД – η_{max} відповідає навантаженню, при якому магнітні втрати дорівнюють електричним, тобто при $P_0 = \beta_{\text{опт}}^2 \cdot P_{\text{кн}}$. Значення коефіцієнта навантаження, що відповідає максимальному ККД:

$$\beta_{\text{опт}} = \sqrt{P_0 / P_{\text{кн}}}. \quad (16.17)$$

Звичайно

$$P_0 / P_{\text{кн}} = 0,25 \div 0,5,$$

отже, максимум ККД буде мати місце при завантаженні трансформатора $\beta_{\text{опт}} = 0,5 \div 0,7$, тобто при навантаженнях, що складають 50÷70 % від номінального.

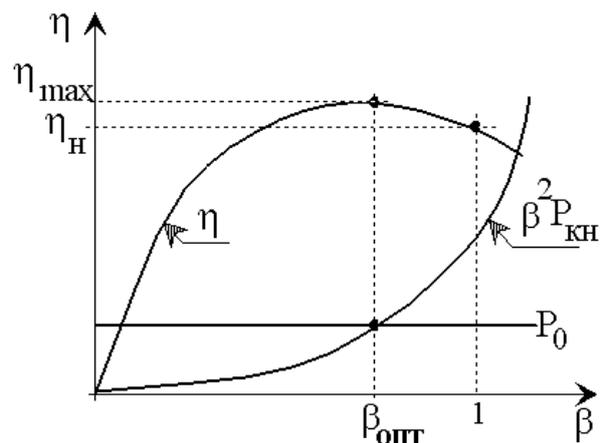


Рис. 16.8. Залежність $\eta = f(\beta)$

При $\beta < \beta_{\text{опт}}$ ККД збільшується (рис. 16.8), тому що зменшується величина втрат у балансі потужностей.

При $\beta > \beta_{\text{опт}}$ зменшення ККД обумовлено зростанням електричних втрат, пропорційних β^2 , а навантаження тільки в першому степені β .

ККД трансформаторів досягає значень $92 \div 99$ %, а ККД трансформаторів малої потужності – $(60 \div 90)$ %.

16.5. Регулювання напруги трансформатора

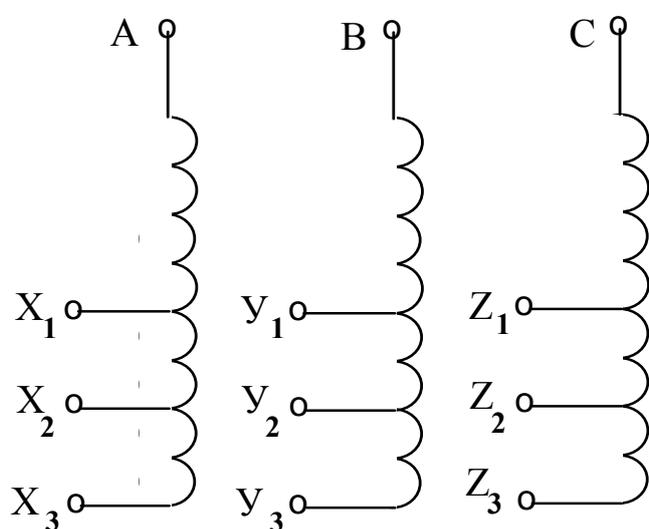
У процесі експлуатації трансформаторів іноді виникає необхідність у підтримці на визначеному рівні вторинної напруги при її зміні внаслідок великих падінь напруги в мережі та у самому трансформаторі.

Співвідношення між первинною і вторинною напругами залежить від коефіцієнта трансформації

$$U_1 / U_2 \approx w_1 / w_2 \quad \text{або} \quad U_2 \approx U_1 \cdot w_2 / w_1.$$

Звідки витікає, що для регулювання вторинної напруги потрібно змінювати число витків в одній з обмоток. З цією метою така обмотка виконується з рядом відгалужень.

У силових трансформаторах напруга регулюється на $\pm 2,5$ % або ± 5 % від номінальної. Звичайно відгалуження виконуються в обмотці ВН. Струм в її колі менше, тому відводи та перемикач виходять більш компактними. Крім того, оскільки число витків в обмотці ВН більше, ніж в обмотці НН, то зміну числа витків на $\pm 2,5$ % або на ± 5 % можна виконати більш точно.



Якщо на кожній фазі зробити по три відгалуження (рис. 16.9), то при цьому середнє відгалуження (X_2, Y_2, Z_2) відповідає номінальному коефіцієнту трансформації, а два інших коефіцієнти відрізняються від номінального на -5 % (X_1, Y_1, Z_1) та $+5$ % (X_3, Y_3, Z_3).

У іншому випадку від обмотки роблять 5 відводів (рис. 16.10, 16.11).

Рис. 16.9. Схеми обмоток ТР із регульовальними відгалуженнями

Це дає можливість одержати, крім номінального, чотири рівні трансформації $\pm 2,5$ %, ± 5 %. Відгалуження по висоті обмотки доцільно виконувати в середній її частині, тому що в цьому випадку в меншій мірі порушується рівномірність розподілу магнітного поля розсіяння.

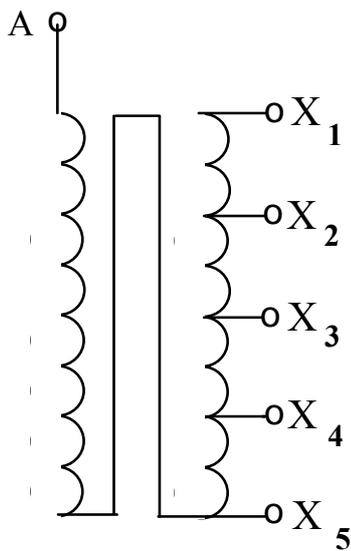


Рис. 16.10

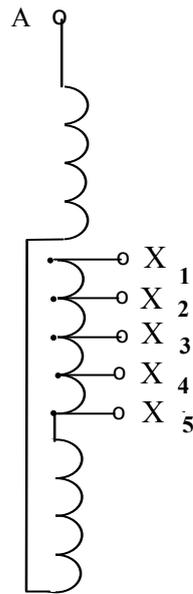


Рис. 16.11

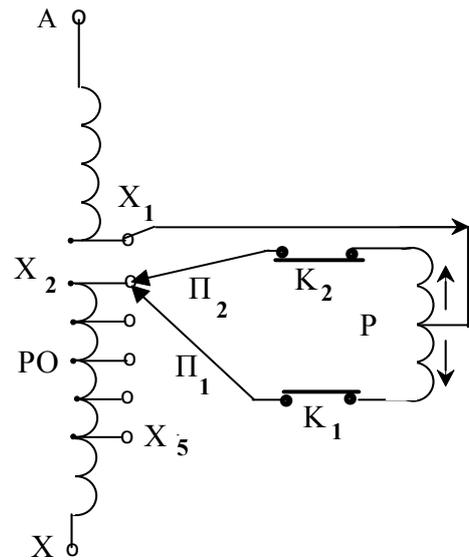


Рис. 16.12

Зміна числа витків обмотки здійснюється за допомогою спеціального перемикача. Існує два засоби переключення відгалужень: при відключенні трансформатора від мережі (переключення без збудження – ПБЗ), або без відключення від мережі (регулювання під навантаженням – РПН).

Для ПБЗ застосовують барабанні перемикачі відгалужень по одному на кожну фазу. При РПН переключення з одного відгалуження на інше здійснюється без розриву кола струму. З цією метою обмотку кожної фази оснащують спеціальним перемикаючим пристроєм, що складається з реактора Р, двох контакторів K_1 і K_2 та перемикача із двома рухливими контактами Π_1 і Π_2 (рис. 16.12).

На рис. 16.12 показане положення перемикаючого пристрою при роботі трансформатора на відгалуженні X_2 . У робочому положенні обидва рухливих контакти Π_1 і Π_2 знаходяться на одному відгалуженні X_2 , контакти K_1 і K_2 замкнені та робочий струм направлений по двох половинах обмотки реактора у різних напрямках. Тому магнітний потік реактора і його індуктивний опір практично дорівнюють нулю.

Послідовність операцій при переключенні контактів з відгалуження X_2 на X_3 показана на рис. 16.13. Положенню пристрою при роботі трансформатора на другому відгалуженні X_3 відповідає рис. 16.13,г. Інші позиції є проміжними (рис. 16.13,а-в).

Струм, що виникає при замиканні частини обмоток ТР в процесі переходу на інше відгалуження, обмежується індуктивним опором реактора, тому що в обох половинах обмотки реактора струм має однаковий напрямок (рис. 16.13,б). Апаратура РПН розташовується в спільному баку з ТР, а її робота автоматизується або здійснюється дистанційно.

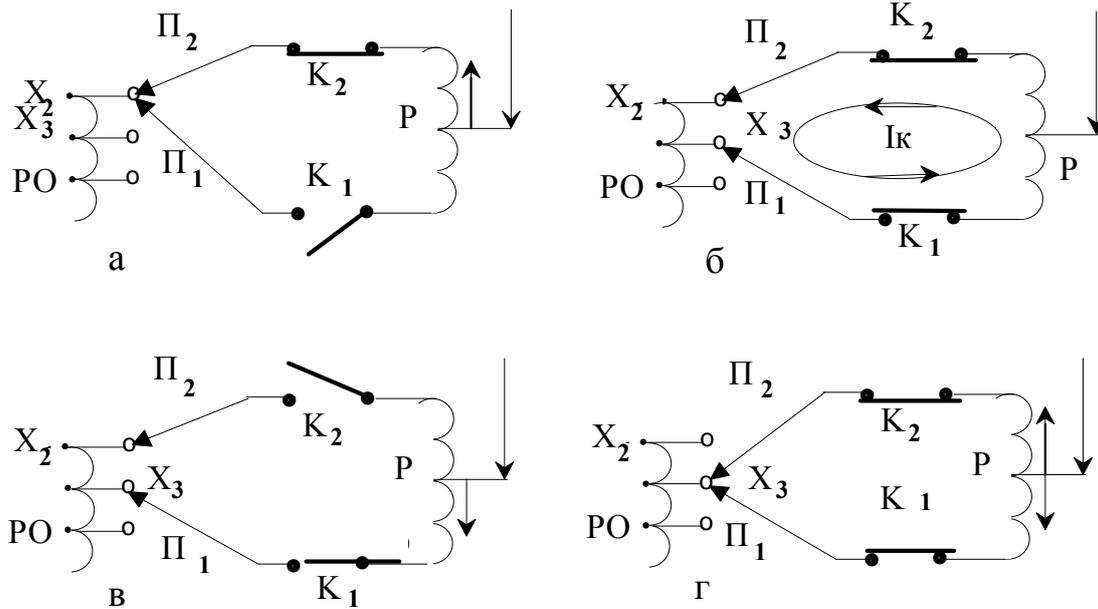


Рис. 16.13. Послідовність переключення контактів під навантаженням

Трансформатор із РПН, крім первинної і вторинної, має регулювальну обмотку (РО), включену послідовно в коло первинної або вторинної обмотки.

17. ТРИФАЗНІ ТРАНСФОРМАТОРИ

17.1. Схеми з'єднання трансформаторів

Трифазний струм звичайно трансформується за допомогою трифазних ТР, що за конструкцією магнітної системи можуть бути тристержньовими, броньостержньовими, броньовими. Магнітні системи ТР можуть бути планарними і просторовими. Тільки при великих потужностях застосовують три однофазних ТР, що складають трифазну групу.

Обмотки ТР можуть з'єднуватися в зірку (рис. 17.1), трикутник (рис. 17.2), зигзаг (рис. 17.3).

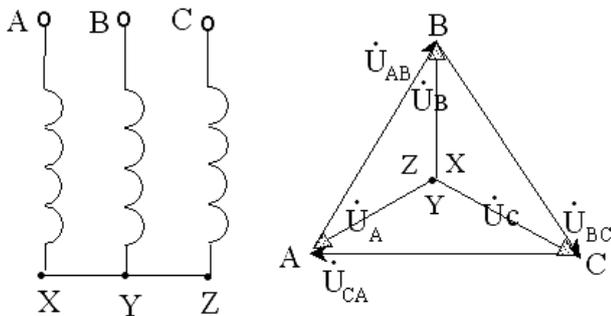


Рис. 17.1. З'єднання обмотки зіркою

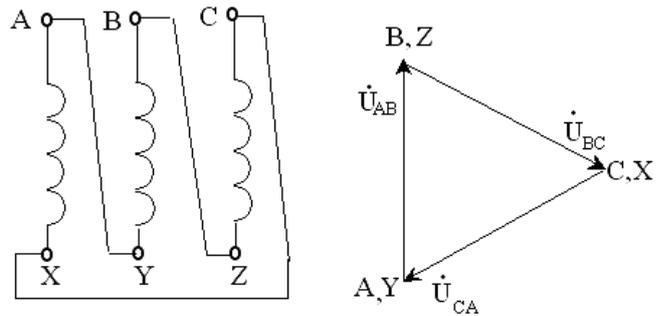


Рис. 17.2. З'єднання обмотки трикутником

Схему з'єднання «зірка» позначають українською буквою У або латинською Y, схему з'єднання «трикутник» – українською буквою Д або грецькою Δ , схему «зигзаг» – латинською буквою Z.

Початки та кінці обмоток ВН позначають A, B, C та X, Y, Z , для обмоток НН – a, b, c та x, y, z , вивід нульової точки – O (для ВН) і o (для НН).

Схеми з'єднання обмоток ТР позначають дробом, у чисельнику якого зазначена схема з'єднання обмоток ВН, а в знаменнику – обмоток НН. Наприклад, Y/Δ означає, що обмотка ВН з'єднана в зірку, а обмотка НН – у трикутник.

З'єднання зигзагом застосовують тільки в ТР спеціального призначення, наприклад у ТР для випрямлячів. Для здійснення цього з'єднання кожен фазу обмотки НН поділяють на дві частини, розташовуючи їх на різних стержнях. Зазначені частини обмоток з'єднують так, щоб кінець однієї частини був приєднаний до кінця другої частини цієї ж обмотки, розташованої на іншому стержні (рис. 17.3). При цьому напруги частин обмоток додаються векторно, а не алгебраїчно, як при з'єднанні «зіркою».

«Зигзаг» називають рівноплечовим, якщо частини обмоток, що розташовуються на різних стержнях і з'єднуються послідовно, однакові.

Тому при з'єднанні обмоток за схемою «зигзаг» напруга на фазу в $2/\sqrt{3}$ раз менше, ніж при з'єднанні зіркою.

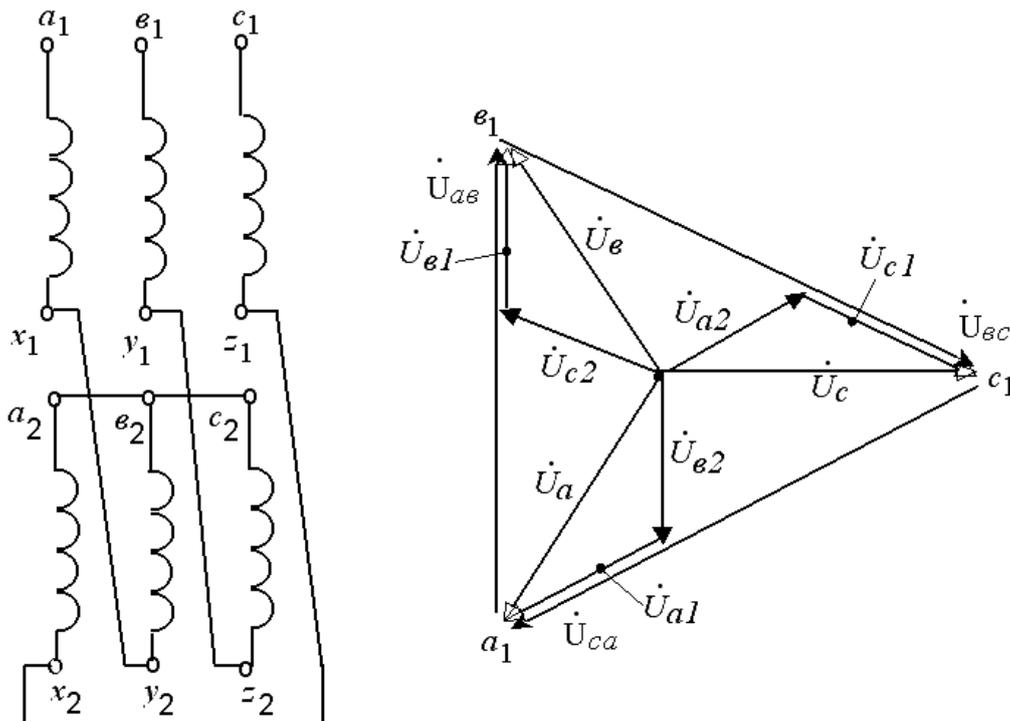


Рис. 17.3. З'єднання обмотки зигзагом

Позначимо напругу на половині обмотки, наприклад,

$$U_{в1} = U_{в2} = U_{с1} = U_{с2} = U_{ч}.$$

Тоді співвідношення напруги на фазу при з'єднанні обмоток за схемами «зірка» та «зигзаг» складає

$$U_{фY} = 2U_{ч};$$

$$U_{фZ} = \sqrt{3} \cdot U_{ч};$$

$$U_{фY} / U_{фZ} = 2 / \sqrt{3} = 1,16.$$

17.2. Групи з'єднання трансформаторів

Трансформатори поділяють на 12 груп залежно від кута зсуву між лінійними напругами, вимірюваними на однойменних затискачах.

Група з'єднань залежить від схеми з'єднання обмоток ВН та ННУ, Δ , Z, напрямку намотки обмоток, маркірування затискачів.

Розглянемо одну фазу ТР (рис. 17.4). ЕРС вважають позитивною, якщо вона направлена від кінця обмотки до її початку. На рис. 17.4,а обмотки НН та ВН намотані в одну сторону, розташовані на одному стержні, перетинаються тим самим магнітним потоком, отже, ЕРС, що наводяться в них, мають у будь-який момент часу однакові щодо затискачів напрямки від кінця (X, x) до початку (A, a). Тому вектори ЕРС \dot{E}_{XA} та \dot{E}_{xa} збігаються за фазою.

Якщо змінити маркірування затискачів вторинної обмотки на протилежне (рис. 17.4,б), то вектори \dot{E}_{XA} і \dot{E}_{xa} будуть мати зсув 180° . Такий самий напрямок векторів буде мати місце при однаковому маркіруванні затискачів і різному напрямку намотки обмоток. Надалі будуть розглядатися трансформатори, у яких обмотки ВН та НН намотані в один бік.

Таким чином, при розташуванні обмоток на одному стержні вектори фазних ЕРС завжди будуть у фазі або в протифазі:

- при однаковому маркіруванні затискачів вектори фазних ЕРС НН та ВН збігаються за фазою (рис. 17.4,а);
- при протилежному маркіруванні затискачів вектори фазних ЕРС обмоток ВН і НН мають зсув 180° (рис. 17.4,б).

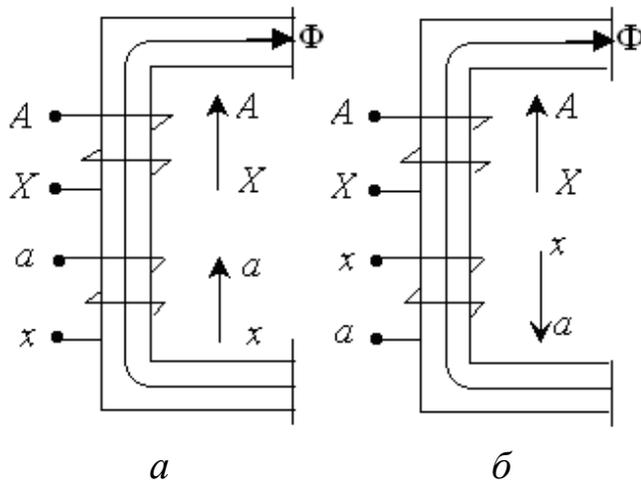


Рис. 17.4

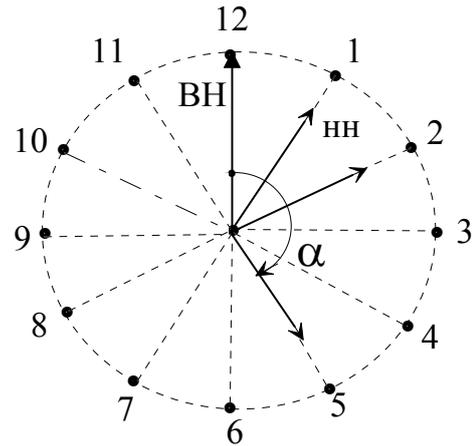


Рис. 17.5

Кут зсуву лінійних ЕРС буде залежати ще й від способу з'єднання фазних обмоток.

Для визначення кута зсуву між лінійними ЕРС обмоток застосовують стрілки годинників (рис. 17.5). При цьому вектор лінійної ЕРС первинної обмотки (ВН) приймають за хвилину стрілку і вважають, що вона завжди розташована на цифрі 12, а вектори ЕРС обмотки НН приймають за годинникову стрілку. Мінімальний кут зсуву векторів може бути $\alpha = 30^\circ$.

Номер групи визначається за кутом зсуву вектора лінійної ЕРС обмотки НН відносно вектора лінійної ЕРС обмотки ВН, відліченим проти годинникової стрілки і віднесеним до мінімального кута 30° . У розглянутому випадку були нульова на рис. 17.4,а ($0/30^\circ = 0$) і шоста на рис. 17.4,б ($180^\circ / 30^\circ = 6$) групи з'єднань обмоток.

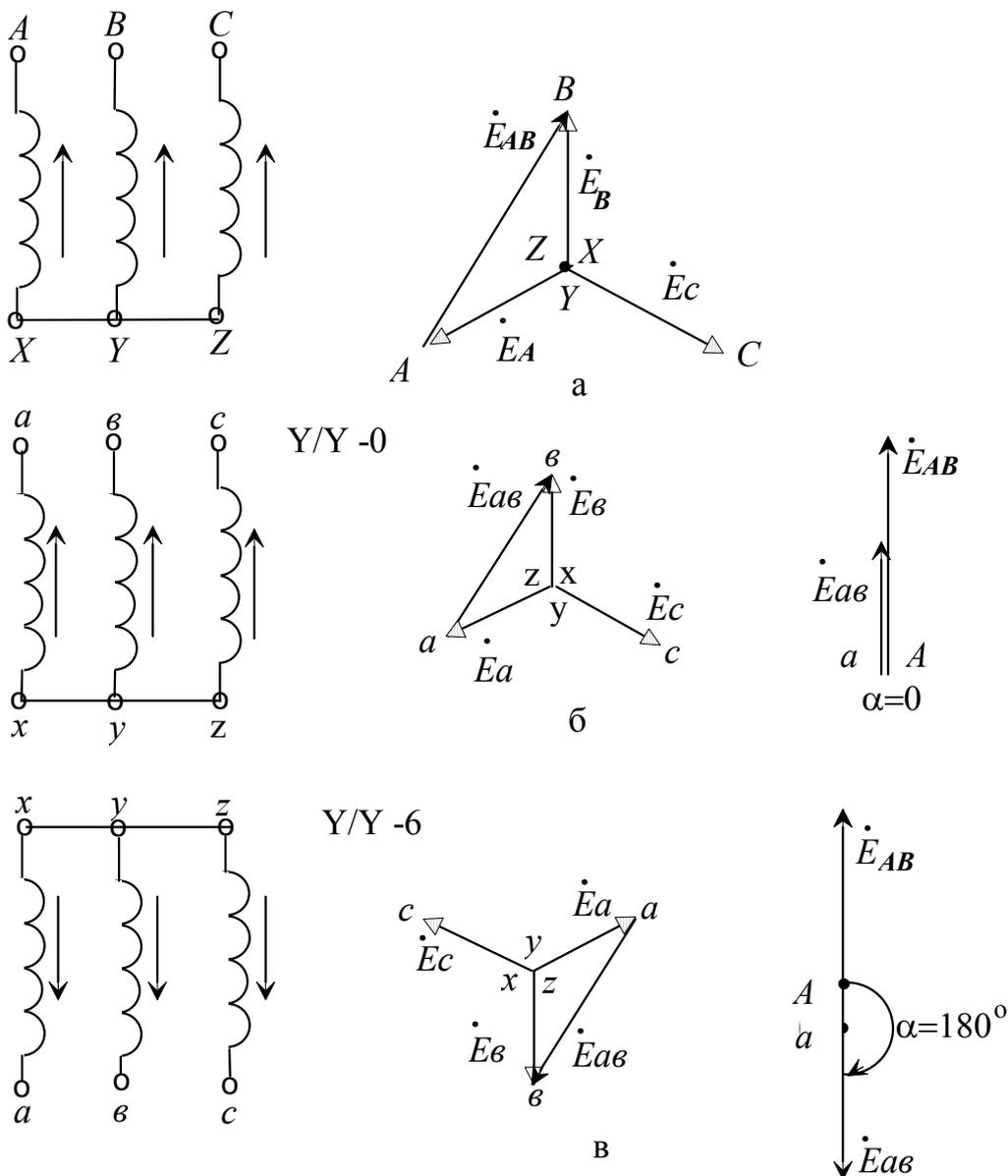
На практиці доводиться розв'язувати дві задачі:

- визначення номера групи ТР за заданою схемою з'єднання обмоток;
- визначення маркірування затискачів та побудова схеми з'єднання обмоток за заданим номером групи ТР.

Визначення номера групи ТР за заданою схемою з'єднання обмоток Y/Y

При заданій схемі з'єднання обмоток ТР Y/Y (рис. 17,6) необхідно визначити напрямки векторів ЕРС усіх фаз, побудувати зірку первинних фазних ЕРС і визначити вектор лінійної ЕРС \dot{E}_{AB} (рис. 17.6,а). Аналогічні побудови виконуються для вторинної обмотки (рис. 17.6,б-в) і визначається кут зсуву (α) лінійної ЕРС вторинної обмотки (\dot{E}_{ab}) відносно вектора лінійної ЕРС первинної обмотки (\dot{E}_{AB}) при з'єднанні затискачів A і a .

Для схеми рис. 17.6,б це дає нульову, а для рис. 17.6,в – шосту групу.

Рис. 17.6. Схеми з'єднання $Y/Y-0$, $Y/Y-6$ **Визначення номера групи ТР за заданою схемою з'єднання обмоток Y/Δ**

При заданій схемі з'єднання обмоток ТР Y/Δ (рис. 17.7) виконуються побудови векторних діаграм – зірки первинних фазних ЕРС (рис. 17.7,а) і трикутника вторинних фазних ЕРС. Відносне положення діаграм визначається умовою, що ЕРС фазних обмоток, розташованих на одному стержні, знаходяться у фазі або в протифазі (рис. 17.7,а,б). При однаковому маркіруванні затискачів первинної і вторинної обмоток ЕРС фазних обмоток, що знаходяться на одному стержні, збігаються за фазою, як от: \dot{E}_{XA} та \dot{E}_{xa} , \dot{E}_{YB} та \dot{E}_{yb} , \dot{E}_{ZC} та \dot{E}_{zc} .

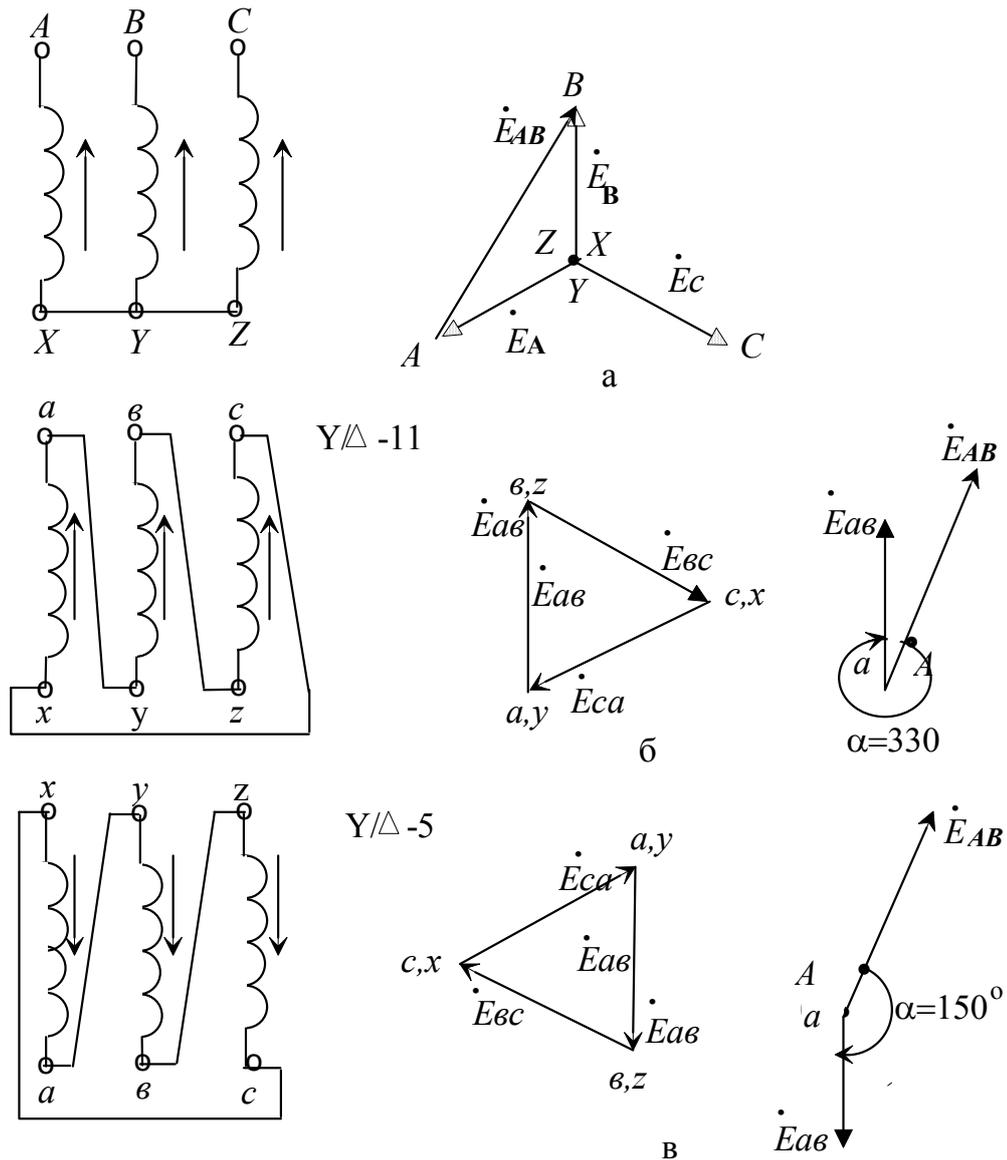


Рис. 17.7. Схеми з'єднання $Y/\Delta - 11$, $Y/\Delta - 5$

При поєднанні однойменних затискачів, наприклад A та a , векторів лінійних ЕРС первинної \dot{E}_{AB} і вторинної \dot{E}_{av} обмоток між ними утвориться кут $\alpha = 330^\circ$ (рис. 17.7,б), що відповідає 11-й групі.

Для рис. 17.7,в кут $\alpha = 150^\circ$, що визначає 5-ту групу трансформатора зі схемою з'єднання обмоток Y / Δ .

Визначення маркірування затискачів

для схеми з'єднання обмоток заданої групи, наприклад $Y / \Delta - 9$

Будуємо (рис. 17.8) вектори фазних та лінійних ЕРС первинної обмотки. Під кутом $\alpha = 9 \cdot 30^\circ = 270^\circ$, відліченим за годинниковою стрілкою, розташовуємо вектори лінійних ЕРС вторинного контуру \dot{E}_{av} , \dot{E}_{bc} , \dot{E}_{ca} , після чого будуємо трикутник лінійних ЕРС.

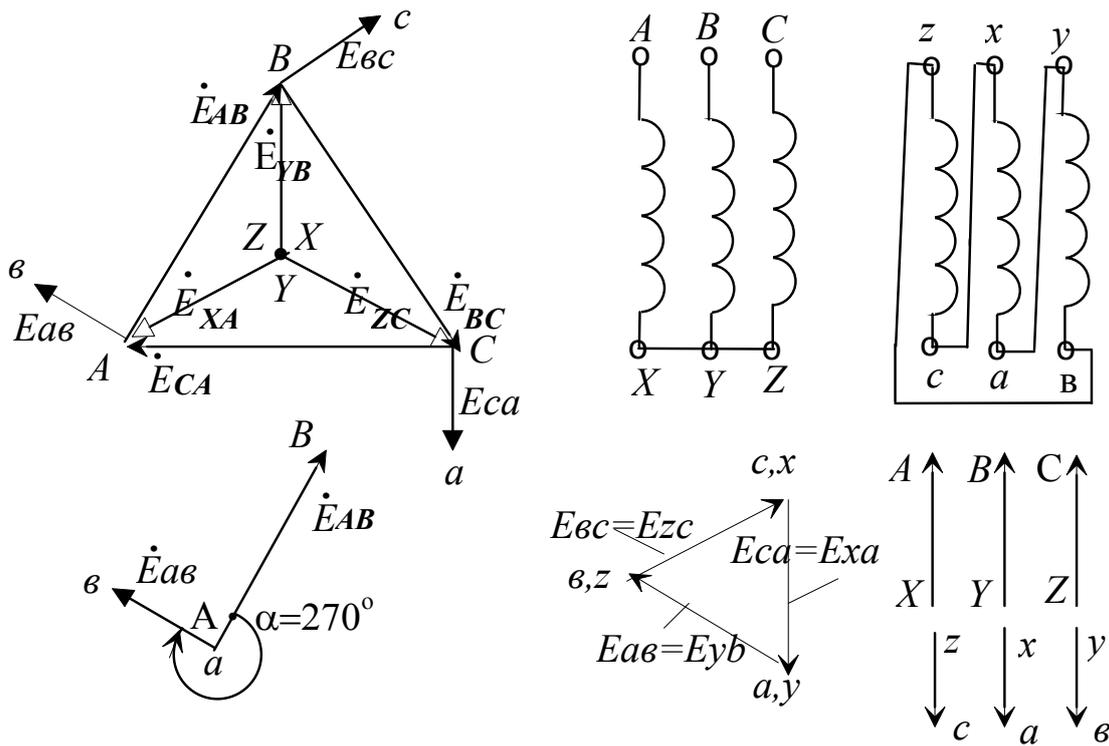


Рис. 17.8. Схема з'єднання Y/Δ-9

Зірка фазних ЕРС первинної обмотки і трикутник фазних ЕРС вторинної обмотки дають можливість зобразити позитивні напрямки фазних ЕРС і визначити належність обмоток до стержня. Фазні ЕРС \dot{E}_{XA} та \dot{E}_{ZC} , \dot{E}_{YB} та \dot{E}_{xa} , \dot{E}_{ZC} та \dot{E}_{yb} знаходяться в протифазі, а обмотки розташовані відповідно на першому, другому і третьому стержнях. Виходячи з цього, робиться маркування затискачів вторинної обмотки ТР.

У всіх розглянутих прикладах побудова схеми з'єднання первинної обмотки була незмінна.

Визначимо маркування затискачів для групи з'єднань Y/Y-10. Побудови векторних діаграм виконуються за описаною вище методикою з урахуванням кута між векторами лінійних ЕРС первинної і вторинної обмоток ТР, $\alpha = 10 \cdot 30 = 300^\circ$. Оскільки вторинна обмотка з'єднана в зірку, то необхідно побудувати трикутник лінійних і зірку фазних ЕРС. Фазні ЕРС \dot{E}_{XA} та \dot{E}_{ZC} , \dot{E}_{YB} та \dot{E}_{xa} , \dot{E}_{ZC} та \dot{E}_{yb} знаходяться в протифазі.

Для ТР із схемою Y/Y можуть бути отримані тільки парні групи, а для ТР із схемою Y/Δ тільки непарні.

Основними групами з'єднань трифазних трансформаторів є Y/Y-0, Y/Δ-11, Y/Y-6 та Y/Δ-5.

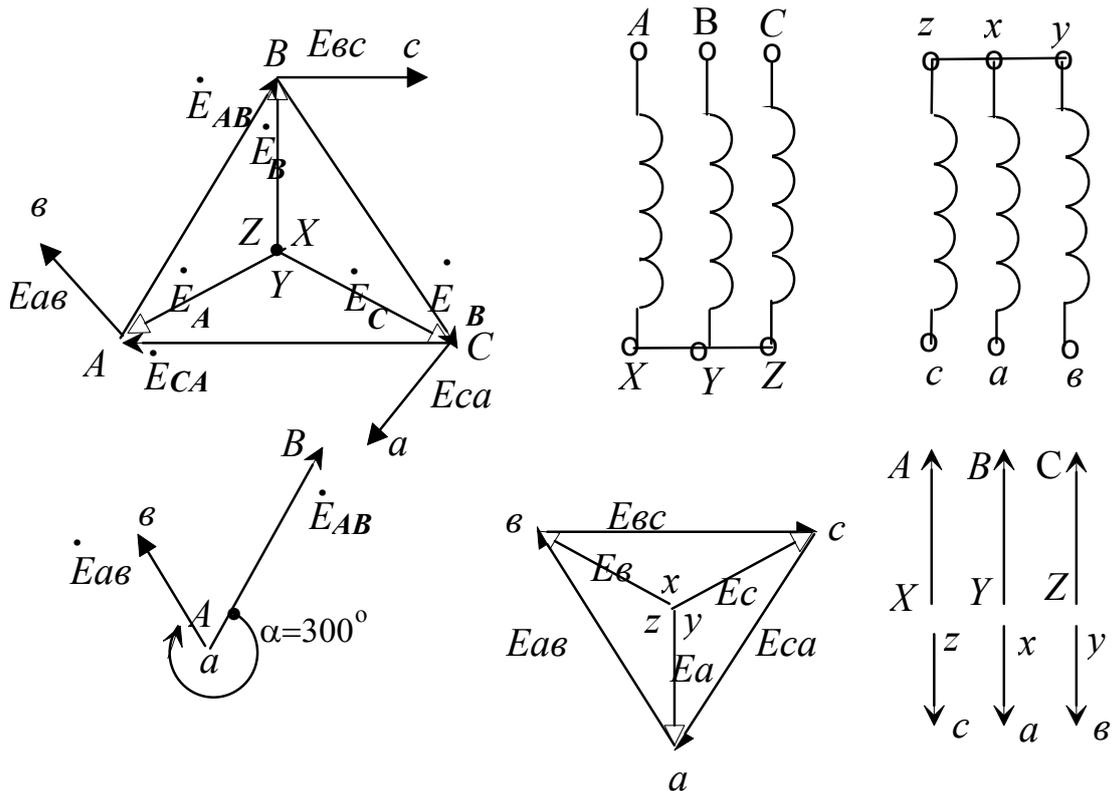


Рис. 17.9. Схема з'єднання Y/Y — 10

З кожної основної групи з'єднань методом кругового перемаркування затискачів на одному боці ТР, наприклад із боку НН (без зміни схеми з'єднання), можна одержати ще по дві похідні групи. Наприклад, якщо в ТР із групою з'єднань Y/Y — 0 (рис. 17.10,а) затискачі обмотки НН перемаркують і замість послідовності a — в — с прийняти послідовність с — а — в, то вектор ЕРС \dot{E}_{av} повернеться на 120° , при цьому одержимо групу з'єднань Y/Y — 4 (рис. 17.10,б).

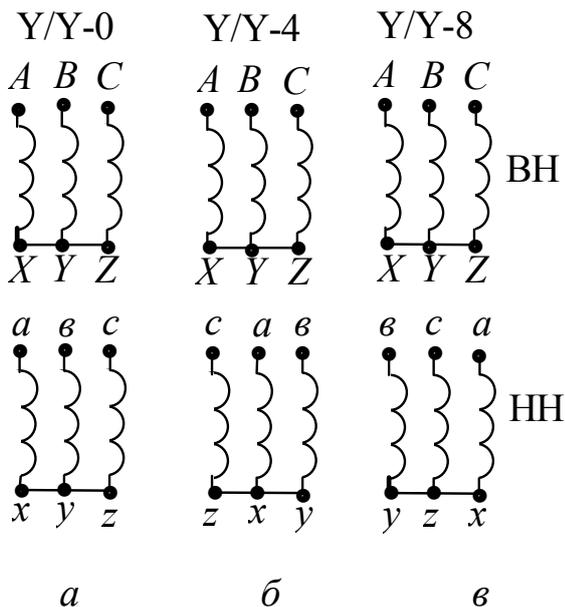


Рис. 17.10

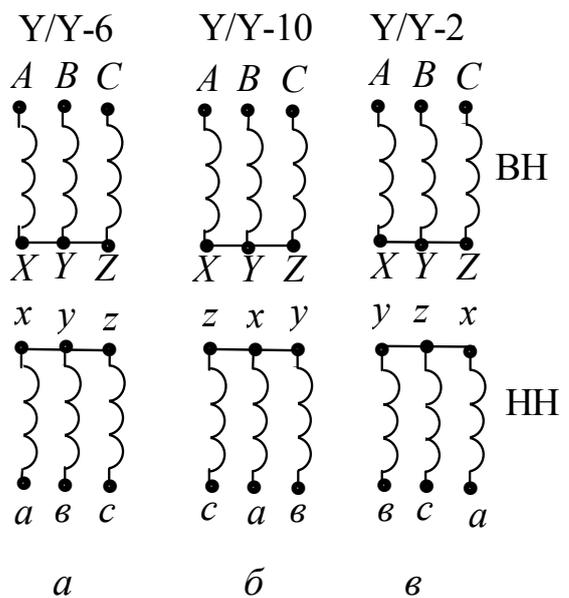


Рис. 17.11

Якщо ж затискачі обмотки НН перемаркіувати у послідовність $v - c - a$, то вектор \dot{E}_{av} повернеться на 240° , що відповідає групі $Y/Y - 8$ (рис. 17.10,в).

Похідні групи ТР із з'єднанням Y/Δ наведені на рис. 17.12, 17.13.

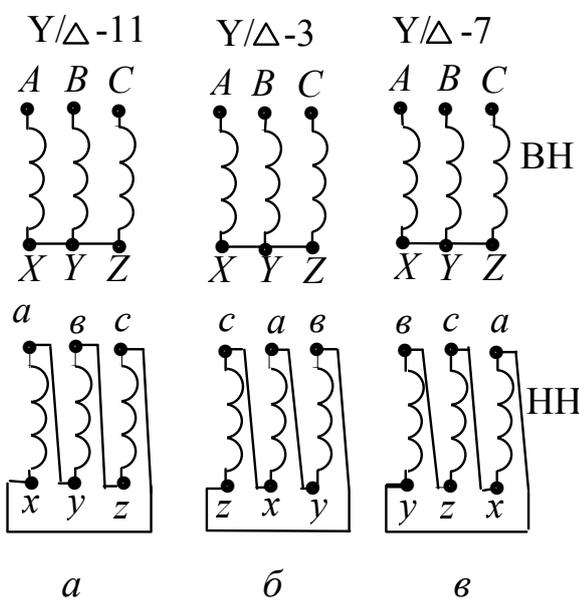


Рис. 17.12

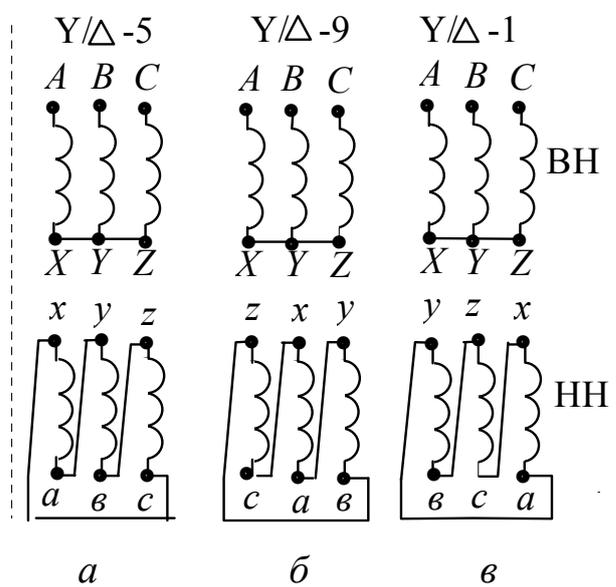


Рис. 17.13

Основні групи з'єднань мають перевагу перед похідними, тому що передбачають однойменне маркіування затискачів обмоток, розташованих на одному стержні.

17.3. Особливості неробочого ходу трифазних трансформаторів

З теорії однофазних ТР відомо, що при синусоїдному магнітному потоці струм намагнічування містить ряд вищих непарних гармонік через нелінійність характеристики намагнічування, тобто

$$i_0 = I_{01m} \cdot \sin \omega t + I_{03m} \cdot \sin 3\omega t + \dots \quad (17.1)$$

У трифазних трансформаторах ефекти, пов'язані з нелінійністю характеристики намагнічування, помітно ускладнюються, а характер їхніх виявлень залежить **від схем з'єднання обмоток і конструкції магнітної системи**. При трансформації трифазних струмів може відбуватися викривлення синусоїдальності не тільки струму, що намагнічує, але і магнітних потоків і фазних напруг.

У симетричній трифазній системі несинусоїдальні фазні величини (струми, напруги, потоки) у всіх фазах змінюються однаково, але зсунуті в часі на третину періоду.

Для струмів неробочого ходу трифазного ТР можна записати

$$\begin{cases} i_{0A} = I_{01m} \sin \omega t + I_{03m} \sin 3\omega t + \dots \\ i_{0B} = I_{01m} \sin (\omega t - 2\pi/3) + I_{03m} \sin 3(\omega t - 2\pi/3) + \dots \\ i_{0C} = I_{01m} \sin (\omega t - 4\pi/3) + I_{03m} \sin 3(\omega t - 4\pi/3) + \dots \end{cases} \quad (17.2)$$

Перші гармонійні фазних величин (у даному випадку струмів) зсунуті на третину періоду і утворюють симетричну систему прямої послідовності фаз — А, В, С. Сума фазних величин такої послідовності завжди дорівнює нулю

$$i_{0A1} + i_{0B1} + i_{0C1} = I_{01m} \sin \omega t + I_{01m} \sin (\omega t - 2\pi/3) + I_{01m} \sin (\omega t - 4\pi/3) = 0$$

Така ж система прямої послідовності фаз утворюється усіма гармонійними складовими, порядок яких дорівнює

$$v_{\text{пр}} = 6k + 1 = 1, 7, 13, \dots, \text{ де } k = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (17.3)$$

Гармоніки порядків

$$v_{\text{звор}} = 6k - 1 = 5, 11, \dots \quad (17.4)$$

утворюють систему зворотної послідовності фаз А, С, В.

Гармонійні фазних величин, порядок яких кратний трьом,

$$v_0 = 6k + 3 = 3, 9, 15, \dots \quad (17.5)$$

утворюють систему нульової послідовності, у котрій величини всіх фаз збігаються у часі.

Струми третіх гармонійних у всіх фазах збігаються за величиною і напрямком, тобто

$$i_{03A} = i_{03B} = i_{03C} = I_{03m} \cdot \sin 3\omega t. \quad (17.6)$$

У випадку з'єднання обмотки в зірку з нульовим проводом струми третьої гармоніки протікають по фазах обмотки, а по нульовому проводу проходить струм, що дорівнює потроєному фазному (рис. 17.14,а)

$$i_{03A} + i_{03B} + i_{03C} = 3i_{03}. \quad (17.7)$$

Треті гармонійні струмів не можуть існувати при з'єднанні обмотки у зірку без нульового проводу (рис. 17.14,б), тому що в будь-який момент часу вони рівні між собою і направлені до нульової точки або від неї.

При з'єднанні у трикутник (рис. 17.14,в) треті гармонійні фазних струмів замикаються в межах контуру і відсутні в лінійних проводах.

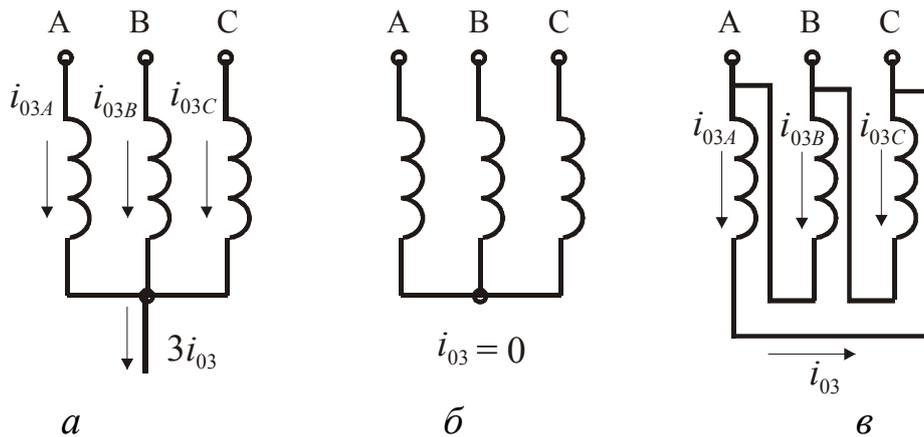


Рис. 17.14. Схеми з'єднання обмоток трансформатора

Гармонійні складові струмів прямої та зворотної послідовностей можуть вільно протікати по фазах у будь-якій схемі з'єднання. У нульовому проводі струми таких гармонік не протікають, тому що їхня сума завжди дорівнює нулю.

Розглянемо особливості режиму неробочого ходу трифазних трансформаторів для деяких схем з'єднання обмоток.

З'єднання обмоток за схемою Y/Y

При з'єднанні обмотки у зірку для третіх гармонійних струму неробочого ходу не існує шляхів, якими вони могли б замикатися. Отже струми, що намагнічують в схемі Y без нульового проводу, можуть містити всі гармоніки, крім третьої.

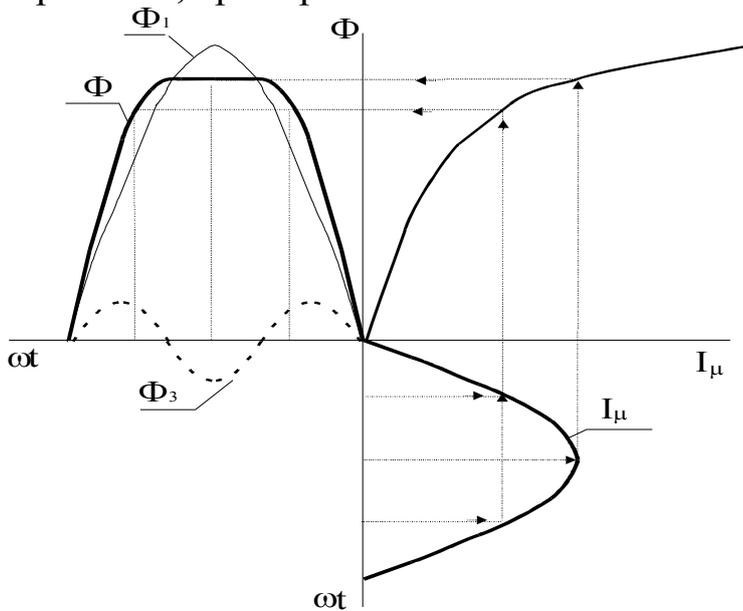


Рис. 17.15. Побудова графіка магнітного потоку

Якщо зневажити всіма гармонійними, крім першої, то можна вважати намагнічуючий струм I_{μ} синусоїдальним.

При цьому форма кривої магнітного потоку, визначена за допомогою кривої намагнічування $\Phi = f(I_{\mu})$ при синусоїдальному I_{μ} , буде сплюснена (рис. 17.15).

Крива магнітного потоку містить, крім першої Φ_1 , явно виражену третю гармоніку Φ_3 (рис. 17.15).

Кожна із складових потоку створює ЕРС, що відстають від відповідного потоку на чверть періоду. Ці ЕРС додаються (рис. 17.16)

$$e = \omega \cdot w \cdot \Phi_{1\max} \sin(\omega t - \pi/2) + 3\omega \cdot w \cdot \Phi_{3\max} \sin(3\omega t - \pi/2) = e_1 + e_3.$$

Це призводить до викривлення синусоїдальності фазних ЕРС і напруг (рис. 17.16).

Амплітуда ЕРС третьої гармоніки залежить від конструктивних виконань магнітопроводу ТР.

У груповому ТР, що складається з трьох одно фазних ТР, треті гармоніки потоків фаз замикаються тим самим шляхом, що і перші гармоніки, тобто шляхом з малим магнітним опором.

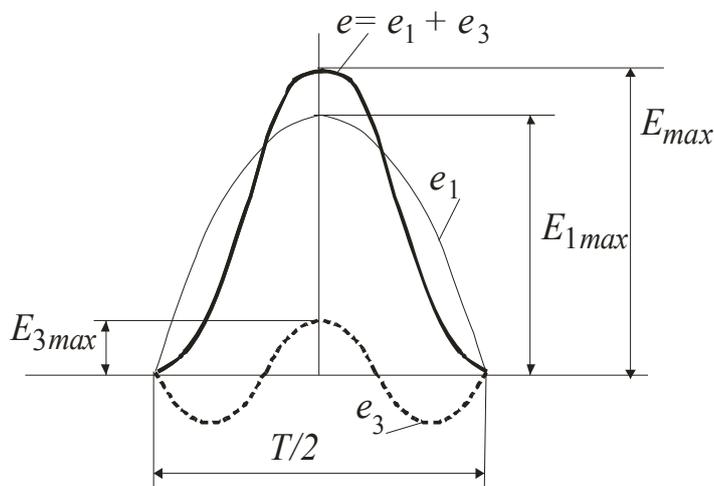


Рис. 17.16. Форма фазної ЕРС при схемі Y / Y

При цьому значення потоку Φ_3 може досягати 15÷20 % від Φ_1 .

Амплітуда ЕРС третьої гармоніки у груповому ТР може досягати 45÷60 % від амплітуди основної гармоніки.

Це підвищує на ті ж 45÷60 % найбільше значення фазної ЕРС і на 11÷17 % її діюче значення – $(\sqrt{1^2 + (0,45 \div 0,6)^2} = 1,1 \div 1,17)$.

Таке підвищення ЕРС небажано й у ряді випадків небезпечно. Крім того, ізоляцію доводиться розраховувати за амплітудою ЕРС шпильстої форми E_{\max} , що призводить до подорожчання ТР.

Незважаючи на різке викривлення форми фазних ЕРС, лінійні ЕРС залишаються синусоїдальними, тому що при з'єднанні обмотки у Y треті гармонійні не з'являються в лінійній ЕРС.

Пояснюється це тим, що лінійна ЕРС при з'єднанні обмотки зіркою визначається різницею фазних ЕРС.

Так, для першої гармоніки (рис. 17.17,а) лінійна ЕРС визначається

$$\dot{E}_{1AB} = \dot{E}_{1B} - \dot{E}_{1A} = \sqrt{3}\dot{E}_{1A}.$$

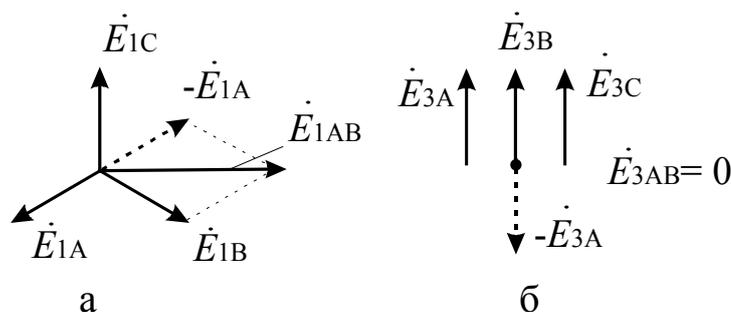


Рис. 17.17. Векторні діаграми ЕРС

Лінійні ЕРС третьої і кратних трьом гармонік дорівнюють нулю унаслідок збігу за фазою фазних ЕРС цих гармонік (рис. 17.17,б)

$$\dot{E}_{3AB} = \dot{E}_{3B} - \dot{E}_{3A} = 0.$$

Отже, за умов експлуатації ТР (особливо високовольтних) **слід уникати наявності третьої гармонійної у фазній ЕРС**, тому що при цьому підвищується амплітудне значення фазної ЕРС і зростає напруженість електричного поля в ізоляції обмоток.

Інакше це відбувається у тристержньовому ТР, у якому магнітні кола являють собою зв'язану систему. Потoki третіх гармонійних у фазах збігаються в часі. Це значить, що потоки третіх гармонійних фаз у кожен момент часу дорівнюють одна одній за величиною та у стержнях трансформатора направлені всі в один бік (рис. 17.18).

Отже, ці потоки не можуть замикатися через стержні, а повинні проходити від ярма до ярма за межами стержнів. Шлях цей проходить по ма­слу, повітря, стінках бака, стяжних болтах та має малу магнітну провідність, унаслідок чого третя гармонійна потоку виражена слабо.

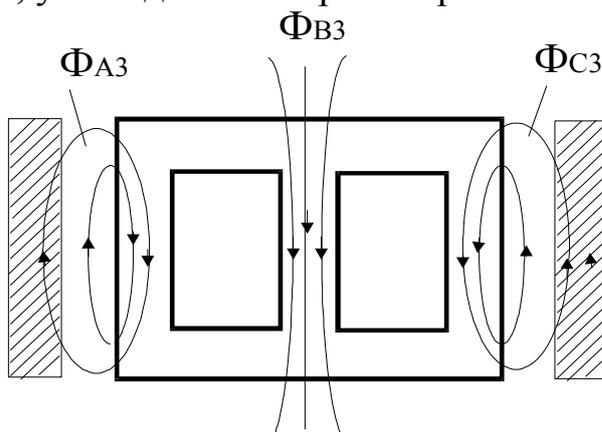


Рис. 17.18. Шляхи замикання потоків третьої гармонійної

Тому ЕРС третьої гармонійної, що наводяться потоками Φ_3 , невеликі і практично не спотворюють форму фазної ЕРС.

$$\Phi_{3\text{трис}} \ll \Phi_{3\text{груп}}.$$

В усіх металевих частинах, по яких проходить потік третьої гармоніки, виникають вихрові струми, що може призвести до надмірного нагрівання цих частин.

Поява додаткових втрат у сталі призводить до зниження ККД трансформатора. Дослід показує, що при індукції у стержні $1,4 \div 1,45 \text{ Тл}$ ці додаткові втрати складають 10 % від основних, але при збільшенні індукції швидко зростають.

З'єднання обмоток за схемою Y_0 / Y

Треті гармонійні струму намагнічування замикаються по нульовому проводу (рис. 17.14,а), при цьому струм неробочого ходу несинусоїдальний. Отже, магнітний потік трансформатора та ЕРС у фазах будуть синусоїдальні.

З'єднання обмоток Y / Δ

При з'єднанні первинної обмотки в Y зі струму намагнічування випадає третя гармонійна. Струм намагнічування стає практично синусоїдним, а магнітний потік набуває сплющеної форми (рис. 17.15). При цьому поряд із першою Φ_1 виникає третя Φ_3 складова магнітного потоку.

Третя гармонійна потоку Φ_3 наводить у кожній із фаз вторинної обмотки третю гармонійну ЕРС – E_{23} , що відстає від потоку на 90° (рис. 17.19).

У свою чергу ЕРС E_{23} створює струм третьої гармоніки I_{23} , що замикається у контурі вторинного трикутника.

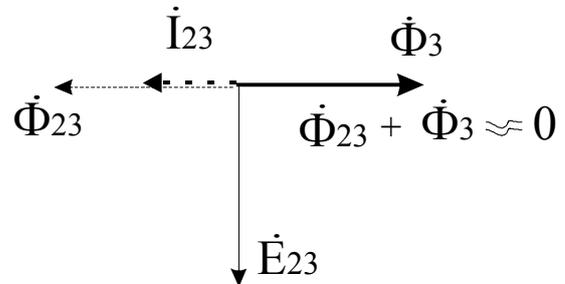


Рис. 17.19

Контур вторинної обмотки має значний індуктивний опір, тому струм I_{23} відстає від E_{23} майже на 90° .

Струм I_{23} створює потік третьої гармонійної Φ_{23} , що направлений назустріч потоку третьої гармонійної Φ_3 від намагнічуючого струму і компенсує його майже цілком (за законом Ленца).

Внаслідок цього результуючий магнітний потік практично синусоїдальний. Синусоїдальні і вторинні фазні ЕРС.

Спосіб з'єднання Y / Δ захищає ТР від шкідливих впливів третіх гармонійних потоку і ЕРС.

18. ПАРАЛЕЛЬНА РОБОТА ТРАНСФОРМАТОРІВ

18.1. Умови паралельної роботи

Під паралельною роботою двох або декількох трансформаторів розуміють таку роботу, коли первинні обмотки ввімкнені в спільну первинну мережу, а до їхніх вторинних обмоток підключено спільне навантаження (рис. 18.1).

При значній потужності установки доцільно вмикати не один, а кілька трансформаторів меншої потужності. Таке дроблення загальної трансформаторної потужності дозволяє краще вирішувати питання енергопостачання, вимикати частину трансформаторів при зменшенні навантаження, проводити профілактичний ремонт.

При паралельній роботі ТР слід прагнути того, щоб при неробочому ході в їхніх обмотках не виникали зрівняльні струми і щоб навантаження розподілялося між всіма трансформаторами пропорційно їхнім номіналь-

ним потужностям.

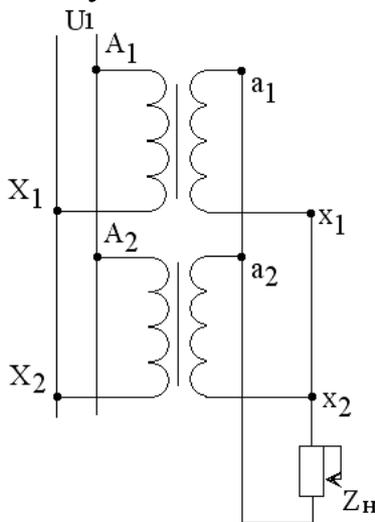


Рис. 18.1

Для цього необхідно, щоб трансформатори, що вмикаються на паралельну роботу, мали:

– рівні первинні і вторинні номінальні напруги, а отже, однакові коефіцієнти трансформації

$$U_{1I\text{н}} = U_{1II\text{н}} = U_{1III\text{н}} = \dots = U_{1n\text{н}};$$

$$U_{2I\text{н}} = U_{2II\text{н}} = U_{2III\text{н}} = \dots = U_{2n\text{н}};$$

$$k_I = k_{II} = k_{III} = \dots = k_n;$$

– однакові групи з'єднання обмоток;

– однакові напруги короткого замикання і його складові:

$$u_{к\%I} = u_{к\%II} = u_{к\%III} = \dots = u_{к\%n};$$

$$u_{ка\%I} = u_{ка\%II} = u_{ка\%III} = \dots = u_{ка\%n};$$

$$u_{кр\%I} = u_{кр\%II} = u_{кр\%III} = \dots = u_{кр\%n}.$$

При виконанні цих умов загальне вторинне навантаження розподіляється рівномірно між трансформаторами. ТР навантажуються пропорційно їхнім номінальним потужностям, а навантажувальні струми додаються арифметично.

На практиці повинна бути виконана точно тільки друга умова. Перша та третя умови виконуються з відступами, для яких установлені практичні допуски.

18.2. Паралельна робота трансформаторів з неоднаковими коефіцієнтами трансформації

Припустимо, що два паралельно ввімкнених трансформатори I та II задовольняють другу і третю умови, але не задовольняють першу умову. Тобто коефіцієнти трансформації паралельно ввімкнених ТР не рівні $k_I \neq k_{II}$ та $k_I < k_{II}$.

Так як первинні обмотки приєднані до спільної мережі, то $U_{1I} = U_{1II} = U_{1н}$. ЕРС вторинних обмоток рівні $E_{2I} = U_{1н} / k_I$ і $E_{2II} = U_{1н} / k_{II}$. Але $k_I < k_{II}$, тому $E_{2I} > E_{2II}$.

У замкненому контурі вторинних обмоток буде діяти арифметична різниця цих ЕРС $\Delta E = E_{2I} - E_{2II}$. Під дією ΔE виникає зрівняльний

струм, що протікає по вторинних обмотках трансформаторів у протилежних напрямках (рис. 18.2). Цей струм трансформується й у первинне коло.

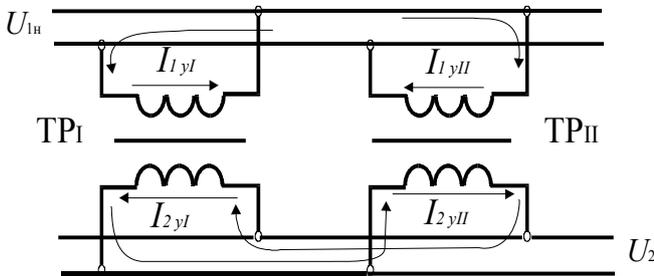


Рис. 18.2. Зрівняльні струми в ТР при $k_I \neq k_{II}$

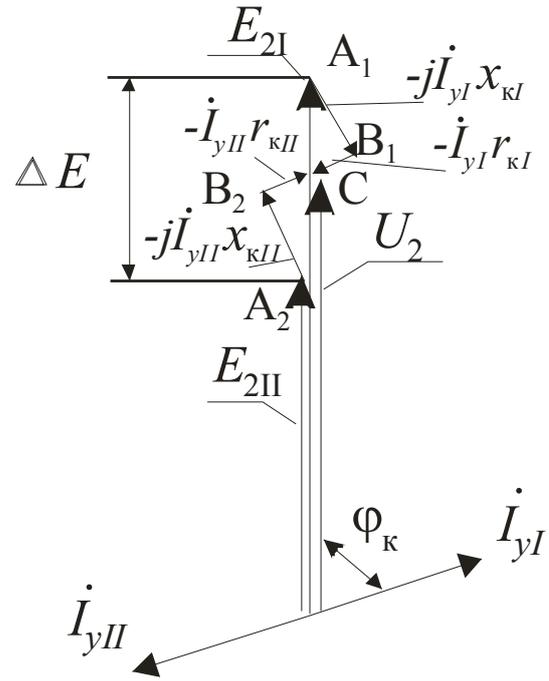


Рис. 18.3

Зрівняльний струм протікає по колу, утвореному тільки обмотками обох трансформаторів. Отже, усе відбувається так, якби стосовно ΔE обидва ТР знаходилися в умовах короткого замикання.

Тому значення зрівняльного струму буде обмежуватися опорами КЗ трансформаторів

$$I_y = \frac{\Delta E}{Z_{кI} + Z_{кII}}. \tag{18.1}$$

Зсув за фазою

$$\varphi_k = \arctg \frac{x_{кI} + x_{кII}}{r_{кI} + r_{кII}}. \tag{18.2}$$

Струми I_{yI} і I_{yII} створюють у ТР падіння напруги, і на затискачах ТР установлюється напруга

$$\dot{U}_2 = \dot{E}_{2I} - j\dot{I}_{yI} \cdot x_{кI} - \dot{I}_{yI} \cdot r_{кI} = \dot{E}_{2II} - j\dot{I}_{yII} \cdot x_{кII} - \dot{I}_{yII} \cdot r_{кII}.$$

Якщо номінальні потужності ТР рівні, то при $u_{кI}\% = u_{кII}\%$ маємо $Z_{кI} = Z_{кII}$ і трикутники КЗ A_1B_1C і A_2B_2C рівні за величиною на векторній діаграмі на рис. 18.3. Відрізок $\overline{A_1A_2}$ поділяється в точці C навпіл. Таким чином, зрівняльний струм I_{yI} знижує ЕРС E_{2I} до спільної на шинах

напруги U_2 , а струм I_{yII} підвищує ЕРС E_{2II} до тієї ж напруги.

Якщо трансформатори різної потужності, наприклад $S_{HI} < S_{HII}$, то при однакових $u_{KI\%} = u_{KII\%}$ опори КЗ обернено пропорційні потужностям, тобто $r_{KI} > r_{KII}$, $x_{KI} > x_{KII}$ і $\Delta A_1B_1C > \Delta A_2B_2C$. Отже, точка С переміщується по відрітку A_1A_2 вниз. Коли $S_{HI} \gg S_{HII}$, точка С збігатиметься з A_2 .

Таким чином, при нерівності коефіцієнтів трансформації вже у режимі неробочого ходу по обмотках ТР протікають зрівняльні струми. Ці струми створюють додаткові втрати.

Наявність зрівняльного струму забезпечує рівність вторинних напруг обох ТР.

Величину зрівняльного струму зручно виразити через напругу короткого замикання $u_{K\%}$, що завжди наводиться у каталогах ТР.

Для цього зробимо деякі перетворення у формулі (18.1)

$$I_y = \frac{\Delta E}{Z_{KI} + Z_{KII}} = \frac{U_{1H}(1/k_I - 1/k_{II})}{Z_{KI} + Z_{KII}} = \frac{U_{1H} \cdot \Delta k}{Z_{KI} + Z_{KII}},$$

де $\Delta k = \left| \frac{k_I - k_{II}}{k_I \cdot k_{II}} \right|$ – різниця коефіцієнтів трансформації,

$$\begin{aligned} I_y &= \frac{U_{1H} \cdot \Delta k \cdot 100}{Z_{KI} \frac{I_{1HI}}{I_{1HI}} 100 + Z_{KII} \frac{I_{1HII}}{I_{1HII}} 100} = \frac{\Delta k \cdot 100}{\frac{Z_{KI} \cdot I_{1HI}}{U_{1H}} 100 \frac{1}{I_{1HI}} + \frac{Z_{KII} \cdot I_{1HII}}{U_{1H}} 100 \frac{1}{I_{1HII}}} = \\ &= \frac{\Delta k_{\%}}{u_{KI\%} \cdot \frac{1}{I_{1HI}} + u_{KII\%} \cdot \frac{1}{I_{1HII}}}, \end{aligned} \quad (18.3)$$

де $\Delta k_{\%} = \Delta k \cdot 100$.

Відсоткове значення зрівняльного струму відносно номінального

$$I_{y\%} = \frac{I_y}{I_{1HI}} 100 = \frac{\Delta k_{\%} \cdot 100}{u_{KI\%} + u_{KII\%} \cdot \frac{I_{1HI}}{I_{1HII}}} = \frac{\Delta k_{\%} \cdot 100}{u_{KI\%} + u_{KII\%} \cdot \frac{S_{HI}}{S_{HII}}}. \quad (18.4)$$

Якщо припустити, що $\Delta k_{\%} = 1\%$, $u_{KI\%} = u_{KII\%} = 5\%$, а $S_{HI} = S_{HII}$, то відсоткове значення зрівняльного струму

$$I_{y\%} = \frac{1 \cdot 100}{5 + 5} = 10\%.$$

При $S_{HI} = 0,5S_{HII} - I_{y\%} = \frac{1 \cdot 100}{5 + 5 \frac{1}{2}} = 13\%$;

при $S_{HI} \gg S_{HII} - I_{y\%} = \frac{1 \cdot 100}{5 + 5 \frac{1}{\infty}} \approx 20\%$.

Допускається різниця у коефіцієнтах трансформації не більше, ніж $\Delta k_{\%} \leq 0,5\%$, а для ТР із коефіцієнтом трансформації $k > 3 - \Delta k_{\%} \leq 1\%$.

У цьому випадку зрівняльний струм, що протікає в режимі неробочого ходу, буде невеликий.

Коли з'являється зовнішнє навантаження, зовнішній навантажувальний струм $I_{\text{нав}}$ розподіляється між трансформаторами пропорційно їхнім номінальним потужностям. У кожному з ТР існує два струми – зрівняльний і навантажувальний.

При однаковій потужності $S_{HI} = S_{HII}$ навантажувальні струми обох ТР рівні $I_{HI} = I_{HII} = I_{\text{нав}}/2$.

Результуючий вторинний струм трансформаторів являє собою геометричну суму цих струмів (рис. 18.4)

$$\dot{I}_{2I} = \dot{I}_{HI} + \dot{I}_{yI}, \quad \dot{I}_{2II} = \dot{I}_{HII} + \dot{I}_{yII}. \quad (18.5)$$

При цьому трансформатор із меншим коефіцієнтом трансформації ($k_I < k_{II}$) буде перевантажений, тобто $I_{2I} > I_{2II}$.

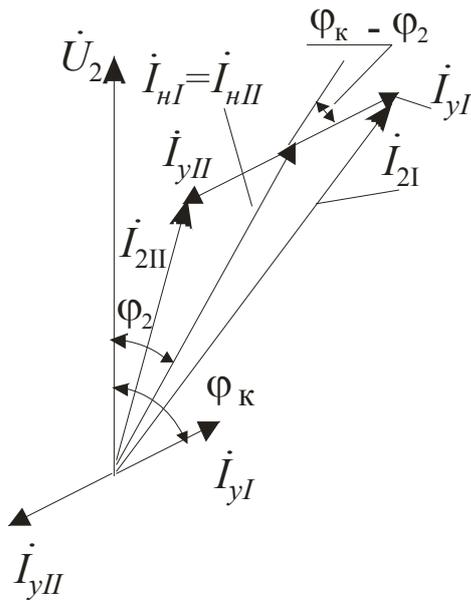


Рис. 18.4. Розподіл навантаження при $k_I < k_{II}$

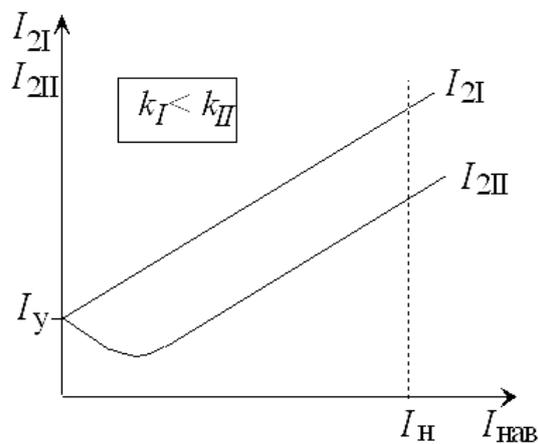


Рис. 18.5. Залежність $I_{2I}, I_{2II} = f(I_{\text{нав}})$

При $k_I > k_{II}$ вектори зрівняльних струмів на рис. 18.4 помінялися б місцями, і був би перевантажений другий ТР, а недовантажений перший. Залежність вторинних струмів паралельно ввімкнених трансформаторів від струму навантаження можна представити у вигляді, зображеному на рис. 18.5.

Вирази для результуючих вторинних струмів

$$\begin{aligned} I_{2I} &= \sqrt{I_{yI}^2 + I_{нI}^2 + 2I_{yI} \cdot I_{нI} \cdot \cos(\varphi_k - \varphi_2)}; \\ I_{2II} &= \sqrt{I_{yII}^2 + I_{нII}^2 - 2I_{yII} \cdot I_{нII} \cdot \cos(\varphi_k - \varphi_2)}. \end{aligned} \quad (18.6)$$

Мірою навантаження трансформаторів можуть бути відношення

$$\begin{aligned} \frac{I_{2I}}{I_{нI}} &= \sqrt{1 + \left(\frac{I_{yI}}{I_{нI}}\right)^2 + 2\frac{I_{yI}}{I_{нI}} \cdot \cos(\varphi_k - \varphi_2)}; \\ \frac{I_{2II}}{I_{нII}} &= \sqrt{1 + \left(\frac{I_{yII}}{I_{нII}}\right)^2 - 2\frac{I_{yII}}{I_{нII}} \cdot \cos(\varphi_k - \varphi_2)}. \end{aligned} \quad (18.7)$$

Ступінь недовантаження і перевантаження ТР залежить від величин I_y та φ_k , а також від кута φ_2 , обумовленого параметрами зовнішньої мережі. Наприклад, при чисто індуктивному навантаженні $\varphi_2 = \varphi_k = \pi / 2$ і $k_I < k_{II}$

$$\frac{I_{2I}}{I_{нI}} = 1 + \frac{I_{yI}}{I_{нI}}, \quad \frac{I_{2II}}{I_{нII}} = 1 - \frac{I_{yII}}{I_{нII}}, \quad (18.8)$$

тобто перевантажений перший ТР, недовантажений – другий.

При активно-ємнісному навантаженні і $\varphi_2 = -\pi / 2 + \varphi_k$ перевантажені обидва трансформатори (рис. 18.6)

$$\frac{I_{2I}}{I_{нI}} = \sqrt{1 + \left(\frac{I_{yI}}{I_{нI}}\right)^2}; \quad \frac{I_{2II}}{I_{нII}} = \sqrt{1 + \left(\frac{I_{yII}}{I_{нII}}\right)^2}. \quad (18.9)$$

Оскільки трансформатор не можна перевантажувати, щоб уникнути перегріву, то необхідно знижувати зовнішнє навантаження так, щоб перевантажений ТР знаходився за нормальних умов, при цьому другий ТР ще більш розвантажується.

Загальна потужність, передана трансформаторами, менше від встановленої потужності, яка дорівнює сумі їхніх номінальних потужностей.

Тому при нерівності коефіцієнтів трансформації бажано, щоб ТР меншої потужності мав більший коефіцієнт трансформації, тому що сумарна передана потужність у цьому випадку буде більшою.

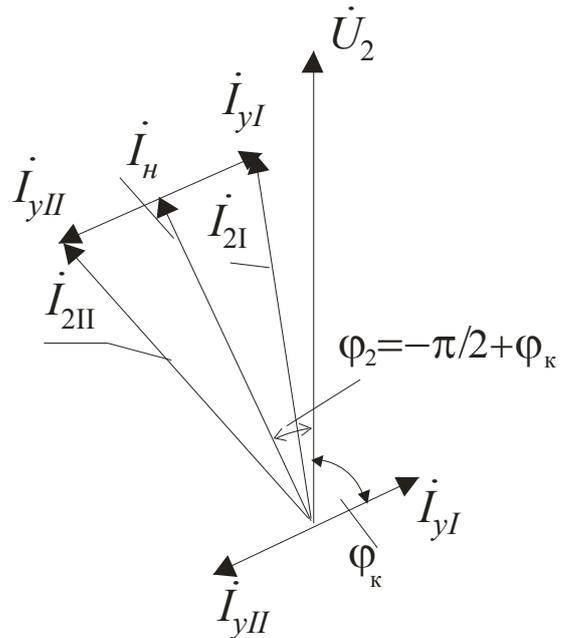


Рис. 18.6. Векторна діаграма вторинних струмів при R–C навантаженні

18.3. Паралельна робота трансформаторів із різними групами з'єднання

При паралельному вмиканні двох трифазних ТР, що мають однакові коефіцієнти трансформації, але належать до різних груп з'єднань, між застискачами $a_I - a_{II}$, $b_I - b_{II}$, $c_I - c_{II}$ завжди буде діяти напруга, обумовлена зсувом за фазою між вторинними ЕРС $\Delta \dot{E} = \dot{E}_{2I} - \dot{E}_{2II}$. При рівності вторинних ЕРС величина ΔE визначається з рівнобедреного трикутника (рис. 18.7)

$$\Delta E = 2 \cdot E_2 \cdot \sin(\alpha / 2). \tag{18.10}$$

Під дією ΔE буде протікати зрівняльний струм, відносне значення якого визначається за виразом

$$\frac{I_y}{I_{1H}} = 100 \frac{\Delta E^*}{u_{KI\%} + u_{KII\%} \cdot \frac{S_{HI}}{S_{HII}}} = 100 \frac{2 \sin(\alpha / 2)}{u_{KI\%} + u_{KII\%} \cdot \frac{S_{HI}}{S_{HII}}}. \tag{18.11}$$

Припустимо, що паралельно ввімкнені трансформатори двох сусідніх груп, наприклад Y/Y–0 та Y/Δ–11. При цьому вектори вторинних ЕРС зрушені на мінімальний кут 30° (рис. 18.7).

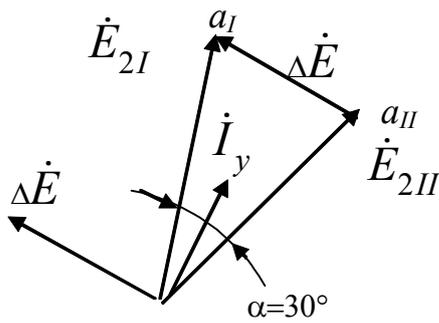


Рис. 18.7. Векторна діаграма ЕРС ТР при Y/Y-0 та Y/Δ-11

Відносно значення зрівняльного струму при рівності номінальних потужностей ТР і при $u_{кI\%} = u_{кII\%} = 5\%$ зросте до

$$\frac{I_y}{I_{1н}} = \frac{2 \sin 15^\circ \cdot 100}{u_{кI\%} + u_{кII\%} \cdot \frac{S_{нI}}{S_{нII}}} = \frac{0,52 \cdot 100}{5 + 5} = 5,2.$$

Якщо ТР будуть належати до 0-ї і 6-ї груп, то

$$\frac{I_y}{I_{1н}} = \frac{2 \sin 90^\circ \cdot 100}{u_{кI\%} + u_{кII\%} \cdot \frac{S_{нI}}{S_{нII}}} = \frac{2 \cdot 100}{5 + 5} = 20.$$

Зрівняльний струм у багато разів перевищує номінальний вже в режимі неробочого ходу. **Тому неприпустимо вмикання на паралельну роботу трансформаторів із різними групами з'єднання обмоток.**

18.4. Паралельна робота трансформаторів із різними напругами короткого замикання

Відповідно до спрощеної схеми заміщення кожний ТР можна представити повним опором короткого замикання Z_k . Схема заміщення двох ТР, ввімкнених на паралельну роботу, показана на рис. 18.8.

При паралельному з'єднанні ТР падіння напруги при навантаженні у всіх трансформаторів будуть вимушено однаковими

$$\dot{I}_{2I} \cdot Z_{кI} = \dot{I}_{2II} \cdot Z_{кII}, \text{ або}$$

$$\frac{\dot{I}_{2I}}{\dot{I}_{2II}} = \frac{Z_{кII}}{Z_{кI}} = \frac{Z_{кII} \cdot e^{j\varphi_{кII}}}{Z_{кI} \cdot e^{j\varphi_{кI}}}, \quad (18.12)$$

$$\frac{\dot{I}_{2I}}{\dot{I}_{2II}} = \frac{Z_{кII}}{Z_{кI}} \cdot e^{j(\varphi_{кII} - \varphi_{кI})}. \quad (18.13)$$

Якщо потужності трансформаторів, що вмикаються паралельно, не дуже відрізняються, то $\varphi_{кII} \approx \varphi_{кI}$, тобто вторинні струми збігаються за фазою.

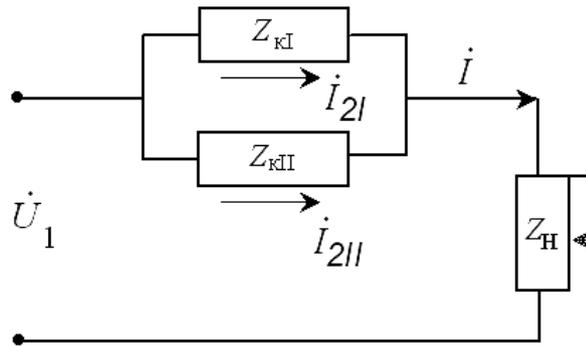


Рис. 18.8. Схема заміщення ТР при паралельній роботі

Вираз (18.13) можна записати для модулів струмів

$$\frac{I_{2I}}{I_{2II}} = \frac{Z_{кII}}{Z_{кI}}. \quad (18.14)$$

Якщо обидві частини виразу (18.14) помножити на $\frac{I_{нII}}{I_{нI}} \cdot \frac{U_{н}}{U_{н}}$, то дістаємо вираз

$$\frac{\frac{I_{2I} \cdot U_{н}}{I_{нI} \cdot U_{н}}}{\frac{I_{2II} \cdot U_{н}}{I_{нII} \cdot U_{н}}} = \frac{\frac{Z_{кII} \cdot I_{нII}}{U_{н}}}{\frac{Z_{кI} \cdot I_{нI}}{U_{н}}}, \text{ звідки } \frac{S_I/S_{нI}}{S_{II}/S_{нII}} = \frac{u_{кII}}{u_{кI}}. \quad (18.15)$$

Коефіцієнт навантаження ТР $\beta = S/S_{н}$, і вираз (18.15) приймає вигляд

$$\frac{\beta_I}{\beta_{II}} = \frac{u_{кII}}{u_{кI}}. \quad (18.16)$$

Таким чином, трансформатори, що ввімкнені паралельно, завантажуються обернено пропорційно величині напруги короткого замикання.

Для того щоб навантаження розподілялося між ТР, що ввімкнені паралельно, пропорційно їхнім номінальним потужностям, необхідно, щоб у них були однакові $u_{к}$.

Якщо $u_{кI} \neq u_{кII}$, то трансформатор із меншим $u_{к}$ буде перевантажений, а з більшим – недовантажений (рис. 18.9).

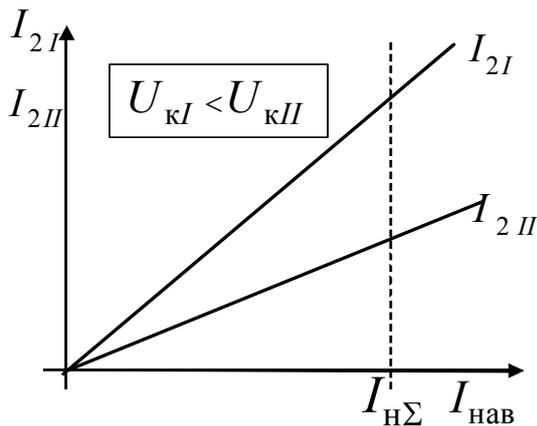


Рис. 18.9. Розподіл навантаження ТР

Це означає, що коли ТР, який має менше значення u_k , навантажиться до своєї номінальної потужності, інші будуть недовантажені. Подальшому збільшенню загального навантаження перешкоджає перевантаження першого ТР.

Таким чином, встановлена потужність не може бути цілком використана.

Розподіл навантаження між паралельно працюючими трансформаторами визначається з виразу

$$S_i = \frac{S_{H_i} \cdot S_{\Sigma}}{\left(u_{ki\%} \cdot \sum_{v=1}^n \left(\frac{S_{H_v}}{u_{kv\%}} \right) \right)}, \quad (18.17)$$

де S_i – навантаження ($\text{кВ} \cdot \text{А}$) розглянутого трансформатора з номінальною потужністю S_{H_i} ($\text{кВ} \cdot \text{А}$), що має напругу короткого замикання $u_{ki\%}$;

n – кількість трансформаторів, що ввімкнені паралельно;

S_{Σ} – загальне навантаження паралельно ввімкнених ТР.

Загальне навантаження усіх ввімкнених на паралельну роботу ТР не повинно перевищувати сумарної номінальної потужності цих ТР

$$S_{\Sigma} \leq \sum_{v=1}^n S_{H_v}.$$

Приклад. На паралельну роботу ввімкнені три трансформатори

$$S_{HI} = 1000 \text{ кВ} \cdot \text{А}; \quad S_{HII} = 1800 \text{ кВ} \cdot \text{А}; \quad S_{HIII} = 2200 \text{ кВ} \cdot \text{А};$$

$$U_{кI\%} = 6,5 \%; \quad U_{кII\%} = 6,65 \%; \quad U_{кIII\%} = 6,3 \%.$$

Сумарна встановлена потужність ТР

$$S_{\Sigma} = S_{HI} + S_{HII} + S_{HIII} = 5000 \text{ кВ} \cdot \text{А}.$$

Розрахункова складова

$$\sum_{v=1}^n \frac{S_{H_v}}{U_{kv\%}} = \frac{1000}{6,5} + \frac{1800}{6,65} + \frac{2200}{6,3} = 775.$$

Навантаження кожного ТР:

$$S_I = \frac{5000 \cdot 1000}{(6,5 \cdot 775)} = 995 \text{ кВ} \cdot \text{А};$$

$$S_{II} = \frac{5000 \cdot 1800}{(6,65 \cdot 775)} = 1755 \text{ кВ} \cdot \text{А};$$

$$S_{III} = \frac{5000 \cdot 2200}{(6,3 \cdot 775)} = 2250 \text{ кВ} \cdot \text{А}.$$

Третій трансформатор буде перевантажений на $\frac{2250 - 2200}{2200} \cdot 100 = 2,3 \%$.

Для усунення перевантаження необхідно зменшити навантаження на 2,3 %, тобто до $S_{\Sigma} = 0,977 \cdot 5000 = 4885 \text{ кВ} \cdot \text{А}$.

Таким чином, встановлена потужність трансформаторів у 5000 кВ·А може бути використана на 97,7 %

Якщо паралельно працюють ТР різної потужності, то краще, щоб ТР меншої потужності мав більшу напругу короткого замикання, тому що недовантаження ТР меншої потужності відбивається на загальній потужності системи слабкіше, ніж недовантаження більшого трансформатора.

При нерівності активних u_{ka} і реактивних u_{kr} складових напруг короткого замикання струми паралельно працюючих ТР зсунуті за фазою на кут $\varphi = \varphi_{kI} - \varphi_{kII}$. Припустимо, що $u_{kI} = u_{kII}$, але $u_{kaI} < u_{kaII}$, а $u_{krI} > u_{krII}$ (рис. 18.10).

З'єднаємо гіпотенузи трикутників короткого замикання. Якщо зневажити струмом неробочого ходу, то сумарний струм навантаження дорівнює геометричній сумі вторинних струмів $\dot{I}_{\Sigma} = \dot{I}_{2I} + \dot{I}_{2II}$. При цьому сумарний струм I_{Σ} , що віддається навантаженню, менше від арифметичної суми номінальних вторинних струмів паралельно ввімкнених трансформаторів (рис. 18.10).

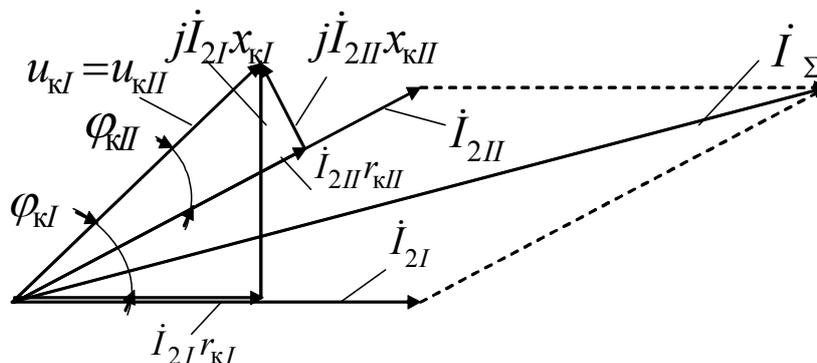


Рис. 18.10. Паралельна робота трансформаторів при $\varphi_{k1} \neq \varphi_{k2}$

Отже, і в цьому випадку номінальна потужність ТР використовується не цілком. У ТР різних потужностей складові u_{ka} і u_{kr} різні.

Рекомендують, щоб при паралельній роботі співвідношення найбільшої потужності ТР до найменшої не перевищувало 1:3.

Держстандарт допускає вмикання ТР на паралельну роботу при різниці напруги короткого замикання кожного ТР не більше ніж на 10 % від їхнього середньоарифметичного значення.

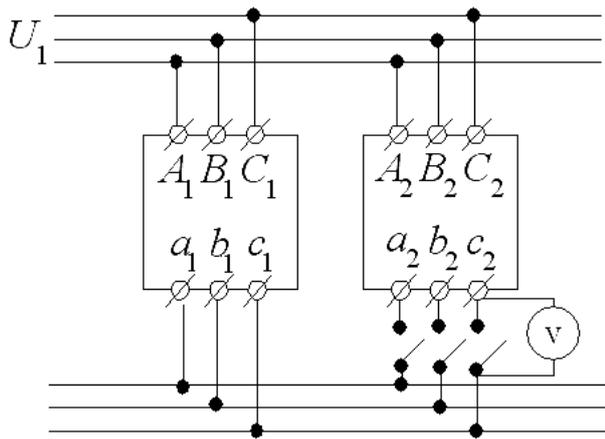


Рис. 18.11

Крім виконання зазначених трьох умов паралельної роботи, необхідно перед вмиканням ТР перевірити порядок чергування фаз у всіх ТР, тобто виконати фазування (рис. 18.11).

При правильному підмиканні показання вольтметра між протилежно розташованими затискачами по всіх трьох фазах вторинної обмотки дорівнює нулю.

19. ПЕРЕХІДНІ ПРОЦЕСИ У ТРАНСФОРМАТОРАХ

19.1. Вмикання однофазного трансформатора на неробочому ході

Відомо, що при сталому режимі роботи струм неробочого ходу ТР складає $(2 \div 10) \% I_{1H}$. Але при вмиканні ТР на номінальну напругу в режимі неробочого ходу можуть виникати значні поштовхи струму.

При сталому режимі неробочого ходу даному значенню первинної напруги $U_1 = ab$ відповідає значення сталого магнітного потоку $\Phi_{ст\text{ал}} = ac$ (рис. 19.1). Якщо зневажити потоком залишкового намагнічування ($\Phi_{зал} = 0$), то у момент вмикання трансформатора (φ_0) струм i_0 та створюваний їм магнітний потік Φ повинні дорівнювати нулю. Тому в трансформаторі при вмиканні його у мережу виникає такий магнітний потік $\Phi_{св}$, щоб $\Phi_{ст\text{ал}} + \Phi_{св} = 0$.

Якби активний опір первинної обмотки дорівнював нулю ($r_1 = 0$), то електромагнітна енергія, що відповідає потоку $\Phi_{св}$, не могла би розсіятися і $\Phi_{св}$ залишався би постійним за величиною і напрямком. Вільний по-

тік $\Phi_{\text{св}}$ накладається на потік $\Phi_{\text{стал}}$, що періодично змінюється:

$$\Phi_t = \Phi_{\text{св}} + \Phi_{\text{стал}}$$

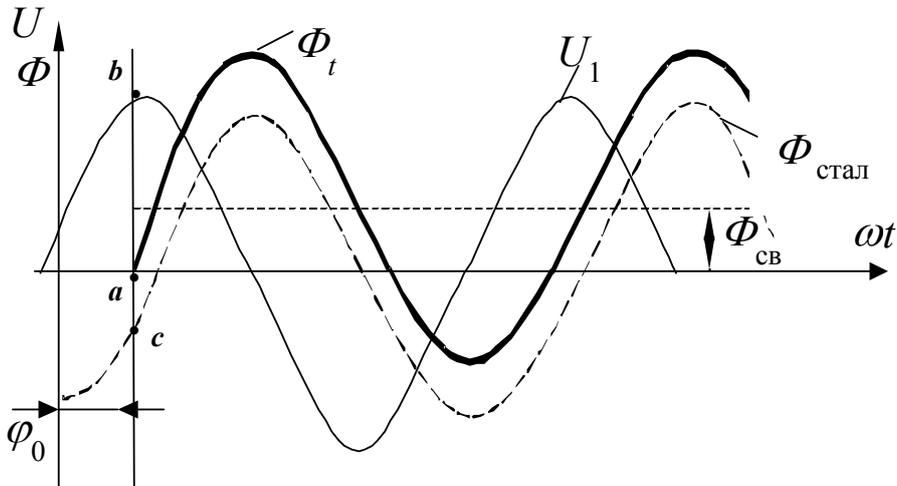


Рис. 19.1. Вмикання трансформатора на неробочому ході

У ті моменти часу, коли обидва потоки направлені по контуру осердя однаково, тобто додаються, сталь осердя ТР насичується набагато сильніше, ніж у режимі неробочого ходу.

У дійсності $r_1 \neq 0$ і потік $\Phi_{\text{св}}$ загасає.

Якщо напруга змінюється за синусоїдним законом, то в момент вмикання (φ_0) для первинного кола можна записати рівняння рівноваги

$$U_1 = U_{1m} \cdot \sin(\omega t + \varphi_0) = i_0 \cdot r_1 + w_1 \cdot \frac{d\Phi_t}{dt}, \quad (19.1)$$

де φ_0 – фаза вмикання, тобто кут, що визначає величину напруги у момент вмикання ТР (рис. 19.1).

Оскільки залежність $\Phi_t = f(i_0)$ є нелінійною, то розв'язання цього рівняння можливо за припущення, що Φ_t залежить лінійно від i_0 , тобто

$\Phi_t \cdot w_1 = L_1 \cdot i_0$, звідки $i_0 = \frac{\Phi_t}{L_1} w_1$, де L_1 – постійна індуктивність, що від-

повідає повному потоку, зчепленому з первинною обмоткою.

Рівняння (19.1) можна представити так:

$$U_{1m} \cdot \sin(\omega t + \varphi_0) = \Phi_t \cdot \frac{r_1}{L_1} \cdot w_1 + w_1 \frac{d\Phi_t}{dt}, \quad (19.2)$$

або

$$\frac{U_{1m}}{w_1} \cdot \sin(\omega t + \varphi_0) = \Phi_t \cdot \frac{r_1}{L_1} + \frac{d\Phi_t}{dt}. \quad (19.3)$$

Розв'язання рівняння (19.3) будемо шукати у вигляді

$$\Phi_t = \Phi_{\text{стал}} + \Phi_{\text{св}}.$$

Потік $\Phi_{\text{стал}}$ відстає від напруги на кут $\pi / 2$, тобто

$$\Phi_{\text{стал}} = \Phi_m \cdot \sin \left(\omega t + \varphi_0 - \frac{\pi}{2} \right) = -\Phi_m \cdot \cos (\omega t + \varphi_0), \quad (19.4)$$

де Φ_m – амплітуда магнітного потоку при сталому режимі роботи.

Потік $\Phi_{\text{св}}$ визначають із розв'язання рівняння (19.3) при $U_1 = 0$ і

$$\Phi_{\text{стал}} = 0: \quad 0 = \Phi_{\text{св}} \cdot \frac{r_1}{L_1} + \frac{d\Phi_{\text{св}}}{dt}, \quad \text{тоді } \Phi_{\text{св}} = C \cdot e^{-\frac{r_1}{L_1} t},$$

де C – постійна інтегрування, визначувана з початкових умов.

У момент вмикання ТР у мережу при $t = 0$ існує тільки потік залишкового намагнічування.

$$\text{Тому } \Phi_{t(t=0)} = \left| \Phi_{\text{зал}} + \Phi_{\text{стал}} \right|_{(t=0)} = -\Phi_m \cdot \cos \varphi_0 + C = \pm \Phi_{\text{зал}}.$$

Звідки $C = \Phi_m \cdot \cos \varphi_0 \pm \Phi_{\text{зал}}$, отже

$$\Phi_{\text{св}} = \Phi_m \cdot \cos \varphi_0 \cdot e^{-\frac{r_1}{L_1} t} \pm \Phi_{\text{зал}} \cdot e^{-\frac{r_1}{L_1} t}. \quad (19.5)$$

Сумарний магнітний потік

$$\Phi_t = \Phi_{\text{стал}} + \Phi_{\text{св}} = -\Phi_m \cdot \cos (\omega t + \varphi_0) + \left(\Phi_m \cdot \cos \varphi_0 \pm \Phi_{\text{зал}} \right) \cdot e^{-\frac{r_1}{L_1} t}. \quad (19.6)$$

Найбільш сприятливий випадок вмикання, коли $\varphi_0 = \pm \pi / 2$ та $\Phi_{\text{зал}} = 0$ (рис. 19.2).

При цьому з формули (19.5) $\Phi_{\text{св}} = 0$ і магнітний потік

$$\Phi_t = -\Phi_m \cdot \cos \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \right) = \Phi_m \cdot \sin \omega t. \quad (19.7)$$

У момент вмикання трансформатора (при $t = 0$) напруга проходить через максимум, а магнітний потік $\Phi_t = 0$, тобто в трансформаторі відразу встановлюється синусоїдальний потік, що відповідає сталому режиму роботи, і перехідний режим відсутній.

Найменш сприятливі умови вмикання, коли $\varphi_0 = 0$, $U_1 = 0$ та залишковий потік дорівнює $+\Phi_{\text{зал}}$ (рис. 19.3).

У цьому випадку магнітний потік

$$\Phi_t = \Phi_{\text{стал}} + \Phi_{\text{св}} = -\Phi_m \cdot \cos \omega t + (\Phi_m + \Phi_{\text{зал}}) \cdot e^{-\frac{\eta}{L_1} \cdot t} \quad (19.8)$$

Звичайно $\Phi_{\text{зал}} = (0,2 \div 0,3) \cdot \Phi_{\text{стал}}$.

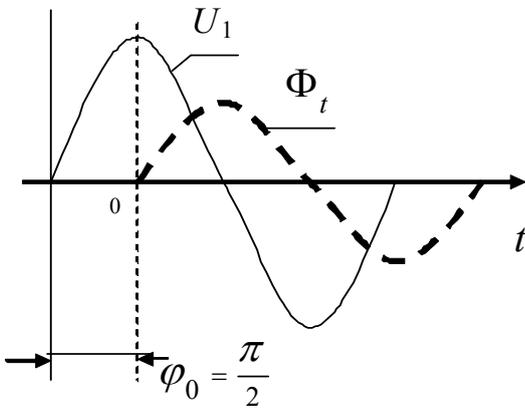


Рис. 19.2

Сприятливий момент
вмикання ТР

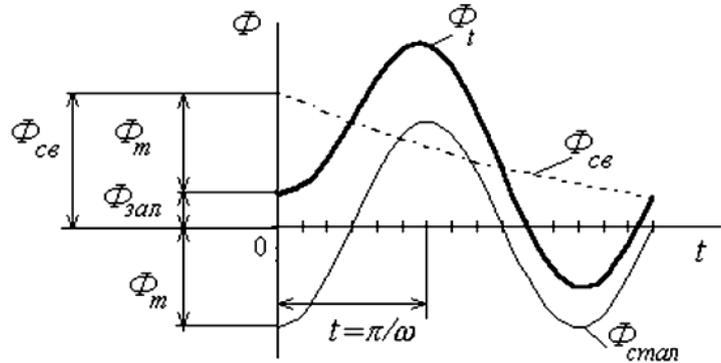


Рис. 19.3.

Несприятливий момент
вмикання ТР

Потік Φ_t досягає максимального значення через півперіоду після вмикання ($\omega t = \pi$), тобто при $t = \pi / \omega$.

При цьому $e^{-\frac{\eta}{L_1} t} = e^{-\frac{\eta}{L_1} \frac{\pi}{\omega}} \approx 1$, тому що $\eta \ll \omega L_1$.

Тому магнітний потік досягає значення

$$\Phi_{tm} = 2\Phi_m + \Phi_{\text{зал}} \approx (2,2 \div 2,3)\Phi_m.$$

Таким чином, Φ_{tm} більш ніж у два рази перевищує нормальну величину робочого потоку і осердя ТР сильно насичується.

Струм, необхідний для створення такого потоку, визначається за кривою намагнічування (точка В на рис. 19.4).

При цьому струм вмикання може до 100÷120 разів перевищувати амплітуду сталого струму неробочого ходу.

При $B = 1,4 \text{ Тл}$ це співвідношення дорівнює 50÷80.

Якщо прийняти, що відношення $I_{0\text{стал}}/I_H \approx 5\%$, а

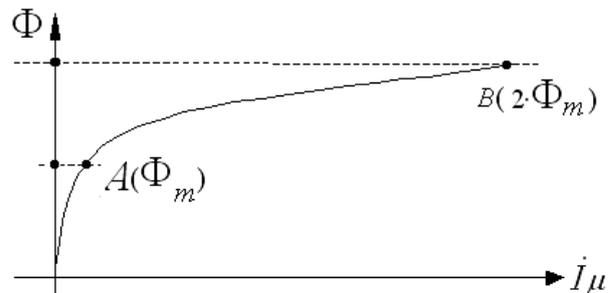


Рис. 19.4

$$\frac{I_{0\text{вкл}}}{I_{0\text{стал}}} = 100,$$

то струм вмикання ТР при неробочому ході може складати

$$\frac{I_{0\text{вкл}}}{I_{1н}} \approx 100 \frac{I_{0\text{стал}}}{I_{1н}} \approx 100 \cdot 0,05 = 5.$$

Струм вмикання не завдає небезпеки для ТР, але може привести до вимикання його від мережі. Тому захисна апаратура повинна бути розрахована так, щоб можна було уникнути неправильних вимикань ТР.

Ми розглянули однофазний ТР. При вмиканні трифазних ТР слід очікувати більш-менш значних поштовхів струму, тому що завжди буде фаза, напруга якої в момент вмикання близька до нуля.

19.2. Раптове коротке замикання на виводах вторинної обмотки

Раптове коротке замикання виникає у результаті різноманітних несправностей і є аварійним режимом. Струми, що виникають у цьому режимі, у десятки раз перевищують номінальні і є небезпечними для трансформатора.

При сталому КЗ струм, що намагнічує, дуже малий у порівнянні з повним струмом обмотки і ним звичайно зневажають. Тому і при раптовому короткому замиканні струмом I_{μ} можна зневажити. У цьому випадку $\dot{I}_1 = -\dot{I}'_2$ і перехідний процес можна розрахувати за спрощеною схемою заміщення трансформатора, у котрій $r_k = r_1 + r'_2$, а $x_k = x_1 + x'_2$.

Перехідні процеси в такій системі описуються диференціальним рівнянням із постійними коефіцієнтами $r_k = const$, $x_k = const$

$$U_1 = U_1 \cdot \sin(\omega t + \psi_k) = r_k \cdot i_k + L_k \frac{di_k}{dt}, \quad (19.9)$$

де ψ_k – фаза вмикання ТР при КЗ.

Розв'язання рівняння (19.9) відносно струму i_k може бути записане у вигляді

$$i_k = i_{k\text{св}} + i_{k\text{стал}}. \quad (19.10)$$

Сталий струм короткого замикання при синусоїдальній напрузі дорівнює

$$i_{k\text{стал}} = I_{km} \cdot \sin(\omega t + \psi_k - \varphi_k), \quad (19.11)$$

де φ_k – кут короткого замикання

$$\varphi_K = \operatorname{arctg} \frac{x_K}{r_K};$$

$$I_{Km} = \frac{U_{1m}}{\sqrt{r_K^2 + x_K^2}} - \text{амплітудне значення сталого струму КЗ.}$$

Рівняння для вільного (аперіодичного) струму

$$r_K \cdot i_{K \text{ СВ}} + L_K \frac{di_{K \text{ СВ}}}{dt} = 0. \quad (19.12)$$

$$\text{Звідки } i_{K \text{ СВ}} = i_{K \text{ СВ}(t=0)} \cdot e^{-\frac{r_K}{L_K} t},$$

де $i_{K \text{ СВ}(t=0)}$ – значення вільного струму при $t = 0$.

У загальному випадку ТР перед КЗ працює під навантаженням

$$i_K(t=0) = |i_{K \text{ стал}} + i_{K \text{ СВ}}|_{(t=0)} = i_{\text{наВ}}(t=0),$$

де $i_{\text{наВ}}(t=0) = I_{\text{наВ}} \cdot \sin(\psi_K - \varphi_{\text{наВ}})$ – миттєве значення струму навантаження в момент короткого замикання.

З останнього рівняння

$$i_{K \text{ СВ}(t=0)} = I_{\text{наВ} m} \cdot \sin(\psi_K - \varphi_{\text{наВ}}) - I_{Km} \cdot \sin(\psi_K - \varphi_K). \quad (19.13)$$

Повний струм короткого замикання

$$i_K = I_{Km} \cdot \sin(\omega t + \psi_K - \varphi_K) - [I_{Km} \cdot \sin(\psi_K - \varphi_K) - I_{\text{наВ} m} \cdot \sin(\psi_K - \varphi_{\text{наВ}})] \cdot e^{-\frac{r_K}{L_K} t}. \quad (19.14)$$

Якщо КЗ відбувається в режимі неробочого ходу ТР, тобто при $i_{\text{наВ}} = 0$, то

$$\begin{aligned} i_K &= i_{K \text{ стал}} + i_{K \text{ СВ}} = \\ &= I_{Km} \cdot \sin(\omega t + \psi_K - \varphi_K) - I_{Km} \cdot \sin(\psi_K - \varphi_K) \cdot e^{-\frac{r_K}{L_K} t}. \end{aligned} \quad (19.15)$$

Струм КЗ має індуктивний характер $0 < \varphi_K < 90^\circ$. Звичайно навантаження ТР також має індуктивний характер $0 < \varphi_{\text{наВ}} < 90^\circ$. За цих умов, як очевидно з виразу (19.14), навантаження викликає зменшення вільного аперіодичного струму і тим самим пікових значень струму КЗ.

Тому найбільш несприятливим є випадок КЗ на неробочому ході. Залежно від величини кута $(\psi_K - \varphi_K)$ крива $i_K = f(t)$ має різноманітний характер.

Вираз (19.15) показує, що при $\psi_K = \varphi_K$ вільна складова струму $i_{K\text{св}}$ взагалі не виникає, тому що $\sin(\psi_K - \varphi_K) = 0$ і струм КЗ відразу приймає сталі значення

$$i_K = i_{K\text{стал}} = I_{Km} \cdot \sin \omega t. \quad (19.16)$$

У випадку, коли $\psi_K - \varphi_K = \frac{\pi}{2}$ вільна складова струму та пік результуючого струму мають щонайбільше значення,

$$i_K = i_{K\text{стал}} + i_{K\text{св}} = -I_{Km} \cdot \cos \omega t + I_{Km} \cdot e^{-\frac{r_K \cdot t}{L_K}}. \quad (19.17)$$

При цьому при $t = 0$

$$i_K = i_{K\text{стал}} + i_{K\text{св}} = -I_{Km} + I_{Km} = 0. \quad (19.18)$$

Максимальне, або ударне, значення струм i_K досягає через проміжок часу $t = \frac{\pi}{\omega}$ після початку КЗ (рис. 19.5).

$$i_{K\text{уд}} = -I_{Km} \cdot (1 + e^{-\pi \frac{r_K}{x_K}}) = -I_{Km} \cdot k_{\text{уд}}. \quad (19.19)$$

Ударний коефіцієнт показує, у скільки разів ударний струм КЗ більше від амплітуди сталого струму

$$k_{\text{уд}} = 1 + e^{-\pi \frac{r_K}{x_K}}. \quad (19.20)$$

Залежно від величини r_k / x_k цей коефіцієнт може змінюватися в межах: для потужних ТР $k_{\text{уд}} = 1,7 \div 1,8$, для малих $k_{\text{уд}} = 1,2 \div 1,3$.

Амплітуду сталого струму КЗ можна виразити через напругу КЗ

$$I_{Km} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_H}{z_K} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_H \cdot I_{1H}}{u_K} = \frac{100 \cdot \sqrt{2}}{u_{K\%}} \cdot I_{1H}. \quad (19.21)$$

Ударне значення струму КЗ

$$i_{\text{к уд}} = k_{\text{уд}} \cdot \frac{100 \cdot \sqrt{2}}{u_{\text{к\%}}} \cdot I_{1\text{н}}. \quad (19.22)$$

Якщо прийняти $u_{\text{к}} = 5\%$, то максимальне значення струму $i_{\text{к уд}} = (33 \dots 55) I_{1\text{н}}$.

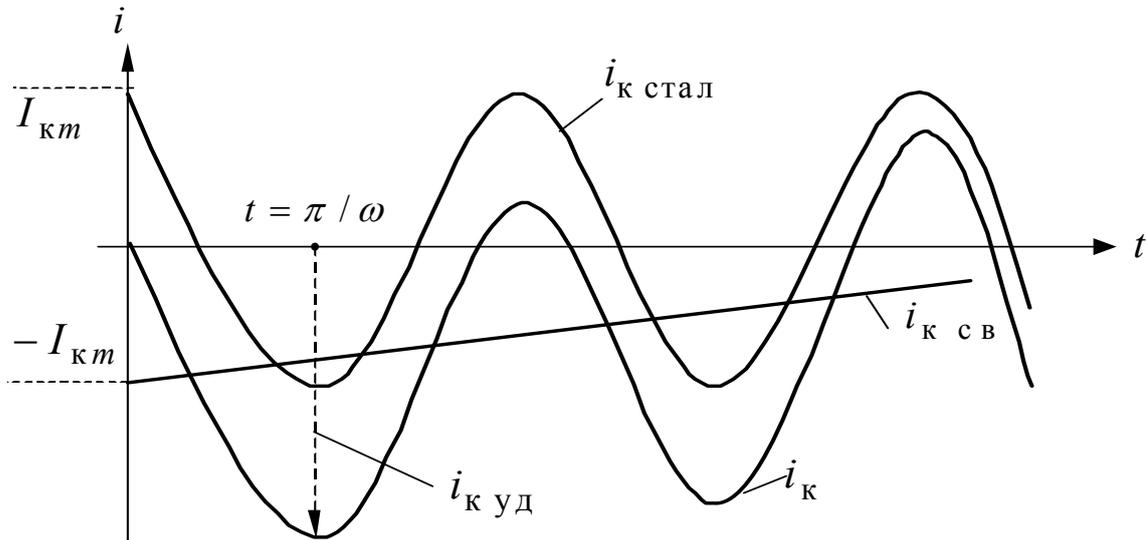


Рис. 19.5. Зміна струмів при несприятливому моменті КЗ

Тривалість перехідного процесу відповідає часу загасання вільної складової струму ($i_{\text{к св}}$). Через час $t = L_{\text{к}}/r_{\text{к}}$ вільна складова зменшиться у e разів. За час $t = 3 \cdot \frac{L_{\text{к}}}{r_{\text{к}}}$ вона зменшується більш ніж у 20 разів, тобто практично загасає. Час, протягом якого постійна складова зменшується в e разів, називають постійною часу загасання

$$\tau = \frac{x_{\text{к}}}{\omega \cdot r_{\text{к}}} = 0,01 \div 0,2 \text{ с.}$$

Великі струми, що виникають при короткому замиканні, становлять небезпеку для обмоток ТР, тому що збільшують нагрів обмоток і створюють значні електромагнітні сили, що діють на них.

19.3. Перенапруга в трансформаторах

За нормальних умов експлуатації ТР між окремими частинами його обмоток, а також між обмотками та заземленою магнітною системою діють синусоїдальні напруги нормальної частоти й амплітуди.

Проте в процесі експлуатації ТР піддається впливу перенапруг, що

перевищують номінальну за амплітудою та мають інші частоту і форму кривої. Розрізняють внутрішні і зовнішні перенапруги.

Внутрішні перенапруги виникають або в процесі операцій вмикання та вимикання ТР, або в результаті аварійних процесів (КЗ, дугові замикання на землю). Значення внутрішніх перенапруг складає $(2,5 \div 3,5)U_H$.

Зовнішні (атмосферні) перенапруги обумовлені атмосферними розрядами або прямим улученням блискавки в проводи або опори лінії електропередачі. Значення перенапруг у цьому випадку може досягати кількох тисяч кіловольт. При атмосферних перенапругах до ТР накинеться імпульс із крутим переднім фронтом (ПФ) (рис. 19.6). При цьому напруга між вводом ТР та землею досягає максимуму через $1 \div 2$ мкс. Ці імпульси у вигляді хвиль поширюються уздовж лінії електропередачі зі швидкістю, близькою до швидкості світлу.

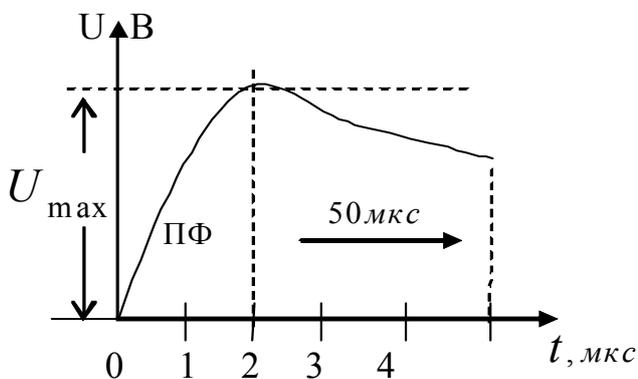


Рис. 19.6. Форма хвилі напруг

Типова форма імпульсу показана на рис. 19.6.

Фронт хвилі можливо розглядати як чверть періоду періодичного процесу з амплітудою U_{\max} .

Частота цього процесу велика і дорівнює $(10 \dots 100)$ кГц. При такій високій частоті індуктивні опори обмоток ТР $x_L = 2\pi \cdot f \cdot L$ стають дуже великими.

Крім індуктивних, обмотки мають і ємнісні опори ($x_C = 1/2\pi \cdot f \cdot C$), що при номінальній частоті дуже великі і тому не враховуються. При великих частотах вони різко зменшуються та починають справляти сильний вплив на розподіл струму і напруги по обмотці.

При перенапругах схема заміщення обмотки ТР набирає вигляду, поданому на рис. 19.7.

Але так як індуктивність обмотки велика, то струм у початковий період часу проходить по її ємнісній частині, тобто схема буде мати вигляд, поданий на рис. 19.8. Тут C_d – поздовжні ємності між елементами обмоток, C_q – поперечні ємності між елементами обмоток та заземлених частин (магнітопровід, бак).

Обмотка в цьому випадку відносно швидко наростаючої напруги являє собою деяку вхідну ємність

$$C_{\text{вх}} = \sqrt{C_{d\Sigma} \cdot C_{q\Sigma}},$$

де $C_{d\Sigma} = 1/\Sigma C_d$ – повна поздовжня ємність обмотки,

$C_{q\Sigma} = 1/\Sigma C_q$ – повна поперечна ємність обмотки.

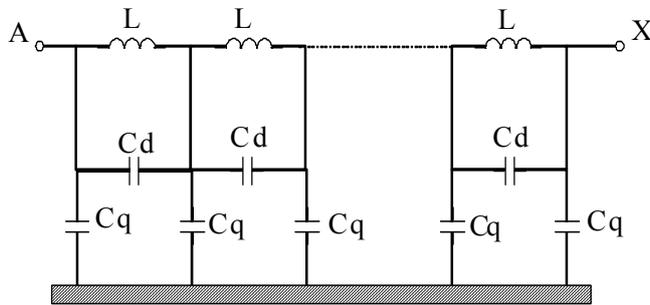


Рис. 19.7. Схема заміщення обмотки ТР при хвилястих процесах

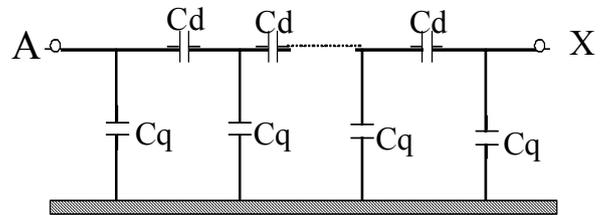


Рис. 19.8. Схема заміщення обмотки ТР на фронті імпульсу

При початковому заряді вхідної ємності струми та електричні заряди розподіляються по ємнісному колу (рис. 19.8) від початку обмотки A до її кінця нерівномірно, тому що по мірі наближення до кінця обмотки X усе більша частина струму відгалужується через поперечні ємності C_q . Тому початковий розподіл напруги уздовж обмотки є нерівномірним.

Характер початкового розподілу напруги залежить від двох причин: стану нейтральної точки ТР (це точка X , що заземлена на рис. 19.9,а, або ізольована на рис. 19.9,б) і від співвідношення ємностей $C_{d\Sigma}$ і $C_{q\Sigma}$, що визначається коефіцієнтом

$$\alpha = \sqrt{C_{q\Sigma} / C_{d\Sigma}}.$$

Початкові розподіли напруг уздовж обмотки для різноманітних значень α при заземленій та ізольованій нейтралі показані на рис. 19.9,а,б. Звичайно $C_q > C_d$ та $\alpha = 5 \div 15$.

Розподіл напруги при таких значеннях α дуже нерівномірний і не залежить від стану нейтральної точки (рис. 19.9). Криві початкового розподілу напруги показують, що більша його частина приходить на перші котушки від початку обмотки і, отже, їхня ізоляція піддається найбільшій небезпеці.

Через деякий проміжок часу після підходу хвилі до ТР кожна точка обмотки набуває певного сталого потенціалу. При цьому розподіл напруги уздовж обмотки називається кінцевим і відповідає прямим при $\alpha = 0$. Кінцевий розподіл є найбільш сприятливим при заземленій нейтралі.

При ізольованій нейтралі і $\alpha = 0$ всі точки обмотки знаходяться під одною і тою ж напругою.

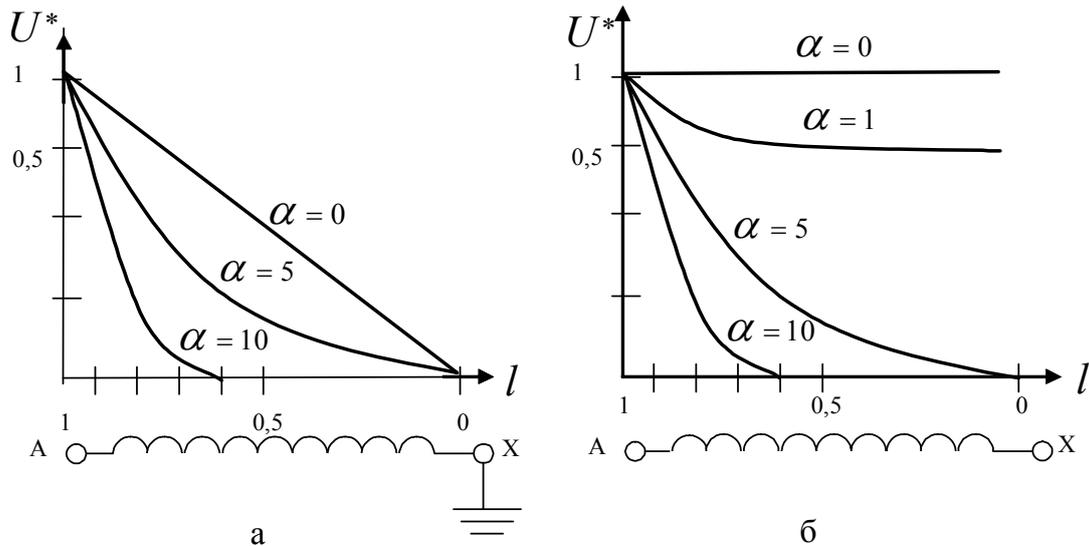


Рис. 19.9. Розподіл напруги уздовж обмотки:
 а – при заземленій нейтралі; б – при ізольованій нейтралі

Між початковим (криві 1 на рис. 19.10) і кінцевим (криві 2) розподілами напруги виникає перехідний процес. Так як схема заміщення обмотки містить у собі ємності й індуктивності, що утворюють коливальні контури, перехідний процес буде являти собою високочастотні коливання.

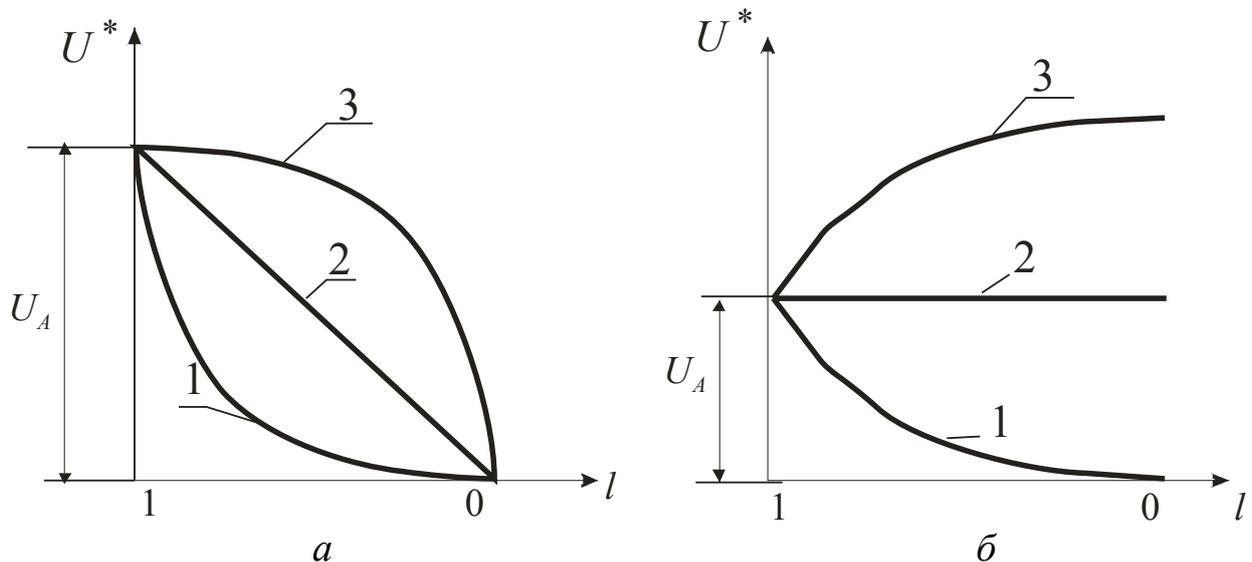


Рис. 19.10. Розподіл напруги уздовж обмотки ТР
 при високочастотних коливаннях:
 а – при заземленій нейтралі; б – при ізольованій нейтралі

Амплітуда можливих коливань напруги в кожній точці обмотки дорівнює різниці ординат кривих 1 та прямих 2. Коливання відбуваються відносно прямих кінцевого розподілу напруг – 2, тому максимальні значення їх обмежені кривими 3 (рис. 19.10,а,б). З часом виникаючі коливання загасають через наявність активного опору обмотки.

З розгляду кривих, наведених на рис. 19.10, випливає, що під час коливань більші перепади напруг виникають у середній і кінцевій частинах обмотки. Крім того, в окремих частинах обмотки напруга відносно землі може стати більше від амплітуди спадаючої на обмотку хвилі перенапруги U_A . Зокрема, при незаземленій нейтралі (рис. 19.10,б) найбільша напруга падає на ізоляцію кінцевих витків і котушок. Це є суттєвим недоліком ТР з ізольованою нейтраллю.

Для захисту ТР від перенапруг застосовують зовнішні і внутрішні заходи. До заходів зовнішнього захисту належить застосування розрядників, що знижують максимальне значення хвилі перенапруги до значення, що перевищує номінальну напругу не більше ніж у 4–5 разів.

Внутрішніми заходами захисту є посилення ізоляції вхідних і кінцевих котушок обмотки ВН і застосування ємнісного захисту. Ємнісний захист застосовується з метою наближення початкового розподілу напруги до кінцевого. У цьому випадку зменшується також амплітуда коливань в електромагнітному перехідному процесі.

Ємнісні кільця являють собою розімкнуті екрани у вигляді шайб з ізоляційного матеріалу (електрокартону) із металізованою поверхнею. Вони встановлюються на початку і наприкінці обмотки.

У сучасних трансформаторах з напругою 220 кВ та вище в з'єднанні з ємнісними кільцями використовуються переплетені обмотки, у котрих (рис. 19.11) з'єднання витків відрізняється від послідовності їхнього розташування, що призводить до збільшення ємності $C_{d\Sigma}$ і зменшення

$$\alpha = \sqrt{C_{q\Sigma} / C_{d\Sigma}}.$$

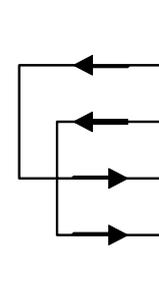


Рис. 19.11

При класі напруги 35 кВ захист багатошарової циліндричної обмотки додатково забезпечується встановленням електростатичного екрана у вигляді розімкнутого кільця, розташованого під внутрішнім прошарком обмотки і з'єднаним із лінійним кінцем обмотки. Такий екран створює додаткові ємності, що збільшує поздовжню ємність $C_{d\Sigma}$, а це зближує криву кінцевого і початкового розподілів напруги.

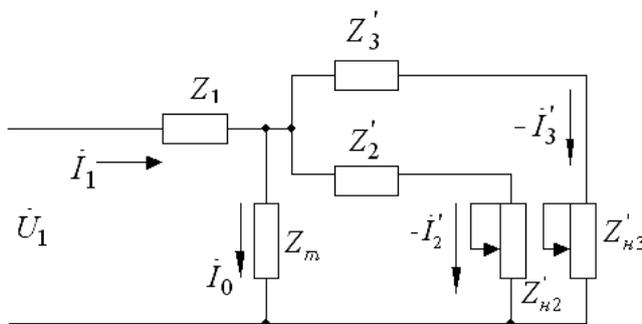
Трансформатори з ємнісним захистом називають грозоупорними, або нерезонуючими, тому що в них практично усунута небезпека виникнення значних резонансних коливань в обмотках при впливі періодичних заважаючих хвиль перенапруги.

20. СПЕЦІАЛЬНІ ТРАНСФОРМАТОРИ

20.1. Триобмоткові трансформатори

Найбільш поширені триобмоткові ТР, у яких одна первинна і дві вторинні обмотки. Такі ТР використовуються на електростанціях і підстанціях для живлення розподільних мереж і дозволяють досягти економії в капітальних затратах за рахунок встановлення меншої кількості трансформаторів.

Принцип роботи триобмоткового ТР не відрізняється від роботи двообмоткового. Аналогічно двообмотковому ТР можна зобразити схему заміщення (рис. 20.1) і записати основні рівняння.



$$\begin{cases} \dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + j\dot{I}_1 \cdot x_1 + \dot{I}_1 \cdot r; \\ \dot{U}'_2 = \dot{E}'_2 - j\dot{I}'_2 \cdot x'_2 - \dot{I}'_2 \cdot r'_2; \\ \dot{U}'_3 = \dot{E}'_3 - \dot{I}'_3 \cdot r'_3 - j\dot{I}'_3 \cdot x'_3; \\ \dot{I}_1 = \dot{I}_0 + (-\dot{I}'_2 - \dot{I}'_3). \end{cases} \quad (20.1)$$

Рис. 20.1. Схема заміщення триобмоткового ТР

Векторну діаграму триобмоткового ТР будують, повертаючи нижню частину на 180° . Для триобмоткового ТР справедлива рівність

$$-\dot{E}_1 = -\dot{E}'_2 = -\dot{E}'_3. \quad (20.2)$$

Визначивши із рівностей (20.1) ЕРС і підставивши в рівність (20.2), отримаємо

$$\dot{U}_1 - j\dot{I}_1 x_1 - \dot{I}_1 r_1 = -\dot{U}'_2 - j\dot{I}'_2 x'_2 - \dot{I}'_2 r'_2 = -\dot{U}'_3 - \dot{I}'_3 r'_3 - j\dot{I}'_3 x'_3. \quad (20.3)$$

За цим рівнянням та рівнянням струмів на рис. 20.2 побудована векторна діаграма триобмоткового ТР. Із схеми заміщення та векторної діаграми очевидно, що при зміні навантаження в однієї з вторинних обмоток змінюється напруга на обох вторинних обмотках, тобто є взаємний вплив вторинних обмоток. Це пояснюється тим, що змінюється падіння напруги в первинній обмотці $\dot{I}_1 \cdot z_1$, по якій проходить сумарний струм \dot{I}_1 .

Для того щоб послабити цей вплив, опір первинної обмотки бажано зменшити. При концентричному розташуванні трьох обмоток на стержні найменший опір (за рахунок реактивної складової) має обмотка, розташована у середині. Цю обмотку доцільно використовувати як первинну.

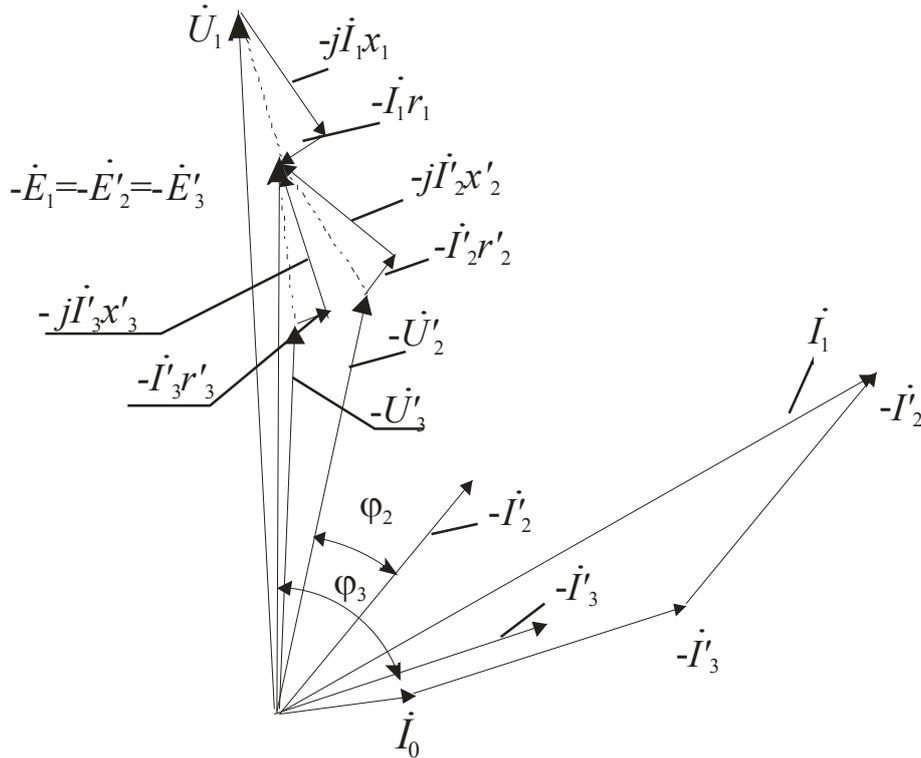


Рис. 20.2. Векторна діаграма триобмоткового трансформатора

Параметри схеми заміщення можна визначити експериментальним шляхом. Параметри контуру, що намагнічує, знаходяться з досліду неробочого ходу так само, як і для двообмоткового ТР.

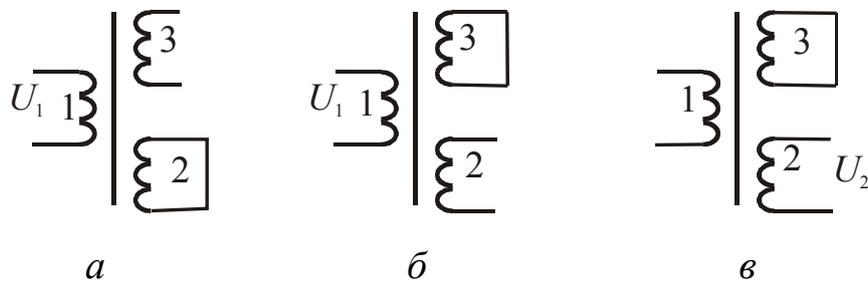


Рис. 20.3. Схеми дослідів КЗ триобмоткового ТР

Для визначення інших опорів необхідно провести три досліді короткого замикання: а) при замкненій накоротко обмотці 2 і розімкненій обмотці 3, б) при замкненій накоротко обмотці 3 і розімкненій обмотці 2, в) при подачі напруги на обмотку 2, замкненій накоротко обмотці 3 і розімкненій обмотці 1 (рис. 20.3).

З цих дослідів визначають опори КЗ:

$$\begin{cases} z_{к12} = z_1 + z'_2 = (r_1 + r'_2) + j(x_1 + x'_2) = r_{к12} + jx_{к12}; \\ z_{к13} = z_1 + z'_3 = (r_1 + r'_3) + j(x_1 + x'_3) = r_{к13} + jx_{к13}; \\ z_{к23} = z'_2 + z'_3 = (r'_2 + r'_3) + j(x'_2 + x'_3) = r_{к23} + jx_{к23} \end{cases} \quad (20.4)$$

та складові напруги КЗ:

$$\begin{aligned} u_{ka12}^* &= \frac{I_{1H} \cdot r_{k12}}{U_1}; & u_{kr12}^* &= \frac{I_{1H} \cdot x_{k12}}{U_1}; \\ u_{ka13}^* &= \frac{I_{1H} \cdot r_{k13}}{U_1}; & u_{kr13}^* &= \frac{I_{1H} \cdot x_{k13}}{U_1}; \\ u_{ka23}^* &= \frac{I_{1H} \cdot r_{k23}}{U_1}; & u_{kr23}^* &= \frac{I_{1H} \cdot x_{k23}}{U_1}. \end{aligned}$$

Із сумісного розв'язання рівнянь (20.4) знаходять опори схеми заміщення:

$$\begin{cases} z_1 = (z_{k12} + z_{k13} - z_{k23}) / 2; \\ z_2' = (z_{k23} + z_{k12} - z_{k13}) / 2; \\ z_3' = (z_{k13} + z_{k23} - z_{k12}) / 2. \end{cases} \quad (20.5)$$

Зміну вторинної напруги приблизно можна визначити за такими виразами:

$$\begin{aligned} \Delta u_{12}^* &= \frac{U_1 - U_2'}{U_1} \approx \\ &\approx \beta_2 (u_{ka12}^* \cdot \cos \varphi_2 + u_{kr12}^* \cdot \sin \varphi_2) + \beta_3 (u_{a1}^* \cdot \cos \varphi_3 + u_{r1}^* \cdot \sin \varphi_3); \end{aligned} \quad (20.6)$$

$$\begin{aligned} \Delta u_{13}^* &= \frac{U_1 - U_3'}{U_1} \approx \\ &\approx \beta_3 (u_{ka13}^* \cdot \cos \varphi_3 + u_{kr13}^* \cdot \sin \varphi_3) + \beta_2 (u_{a1}^* \cdot \cos \varphi_2 + u_{r1}^* \cdot \sin \varphi_2), \end{aligned} \quad (20.7)$$

$$\begin{aligned} \text{де } u_{a1}^* &= (u_{ka12}^* + u_{ka13}^* - u_{ka23}^*) / 2; & u_{r1}^* &= (u_{kr12}^* + u_{kr13}^* - u_{kr23}^*) / 2; \\ \beta_2 &= I_2' / I_{1H} = S_2 / S_{1H}; & \beta_3 &= I_3' / I_{1H} = S_3 / S_{1H}. \end{aligned}$$

Триобмоткові ТР випускають з обмотками, що мають рівні номінальні потужності 100 % кожна. При цьому ТР може віддавати 100 % потужності в одну з вторинних обмоток або 100 % потужності в обидві обмотки.

ККД триобмоткового трансформатора

$$\eta = 1 - \frac{\Delta p_0 + \Delta p_K}{\beta_2 \cdot S_{1H} \cdot \cos \varphi_2 + \beta_3 \cdot S_{1H} \cdot \cos \varphi_3 + \Delta p_0 + \Delta p_K}, \quad (20.8)$$

$$\text{де } \Delta p_k = S_{1H} (\beta_1^2 \cdot u_{a1}^* + \beta_2^2 \cdot u_{a2}^* + \beta_3^2 \cdot u_{a3}^*);$$

$$u_{a2}^* = (u_{ka12}^* + u_{ka23}^* - u_{ka13}^*) / 2; \quad u_{a3}^* = (u_{ka13}^* + u_{ka23}^* - u_{ka12}^*) / 2;$$

$$\beta_1 = \sqrt{\beta_2^2 + \beta_3^2 + 2\beta_2 \cdot \beta_3 \cdot \cos(\varphi_2 - \varphi_3)}.$$

У трифазних силових триобмоткових ТР, що випускаються у промисловості, обмотки мають групи з'єднань $Y / Y / \Delta - 0 - 11$ або $Y / \Delta / \Delta - 11 - 11$.

20.2. Автотрансформатори

Автотрансформатори (АТ) – це трансформатори, у яких первинна та вторинна обмотки, крім магнітного зв'язку, мають ще й електричний зв'язок (рис. 20.5). АТ можуть бути знижувальними, підвищувальними, однофазними і трифазними.

Розглянемо роботу однофазного понижувального ($U_1 > U_2$) АТ (рис. 20.4). Первинна напруга підводиться до затискачів A та X . Вторинною обмоткою служить частина первинної обмотки між затискачами a та x , причому затискачі X та x з'єднані. При цьому обмотка низької напруги є частиною обмотки високої напруги.

У режимі неробочого ходу АТ вторинний струм $I_2 = 0$. Первинна напруга $U_1 = U_{AX}$ рівномірно розподіляється між витками первинної обмотки, і вторинна напруга буде дорівнювати

$$U_2 = U_{ax} = \frac{U_{AX}}{w_{AX}} \cdot w_{ax} = \frac{U_{AX}}{w_{AX} / w_{ax}} = \frac{U_{AX}}{k_a} = \frac{U_1}{k_a}, \quad (20.9)$$

де коефіцієнт трансформації АТ

$$k_a = w_{AX} / w_{ax} = U_{вн} / U_{нн} > 1, \quad (20.10)$$

де $w_{AX} = w_1$ – повне число витків первинної обмотки високої напруги між затискачами A та X ;

$w_{ax} = w_2$ – число витків частини обмотки між затискачами a та x (або a та X).

При навантаженні АТ по первинній обмотці тече струм I_1 , а у провіді, що замикає затискачі $a - x$, тече струм I_2 . Якби обмотки $A - X$ та $a - x$ були б електрично роз'єднані, як у звичайному трансформаторі, то, нехтуючи струмом, що намагнічує, можна записати

$$\dot{I}_1 w_{AX} + \dot{I}_2 w_{ax} = 0 \quad \text{або} \quad \dot{I}_1 + \frac{1}{k_a} \dot{I}_2 = 0, \quad (20.11)$$

звідки
$$\dot{I}_1 = -\dot{I}_2/k_a, \quad \text{а} \quad \dot{I}_2 = -\dot{I}_1 \cdot k_a. \quad (20.12)$$

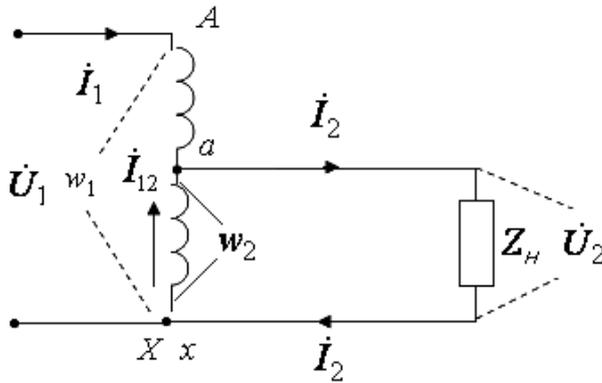


Рис. 20.4. Знижувальний АТ

В автотрансформаторі струм I_1 тече тільки по частині обмотки між затискачами A та a , а по спільній частині обмотки $a-x$ тече струм \dot{I}_{12} , що являє собою геометричну суму струмів \dot{I}_1 та \dot{I}_2 ,

$$\dot{I}_{12} = \dot{I}_1 + \dot{I}_2 = -\dot{I}_1(k_a - 1) = \dot{I}_2(1 - 1/k_a). \quad (20.13)$$

У знижувальному АТ струм \dot{I}_{12} тече по спільній частині $a-x$ обмотки в напрямку, який збігається зі струмом \dot{I}_2 , та зворотному струмові \dot{I}_1 (рис. 20.4).

Електричні втрати в обмотках звичайного трансформатора

$$\Delta p_{к\ тр} = I_1^2 \cdot r_1 + I_2^2 \cdot r_2. \quad (20.14)$$

В автотрансформаторі струм I_1 тече тільки на частині $A-a$, активний опір котрої

$$r_{Aa} = r_1 \frac{w_{Aa}}{w_{AX}} = r_1 \frac{w_{AX} - w_{ax}}{w_{AX}} = r_1(1 - 1/k_a). \quad (20.15)$$

Частина обмотки $a-x$ відіграє роль вторинної обмотки зі струмом I_{12} , що складає $(1 - 1/k_a)$ частину струму I_2 звичайного ТР. Тому при одній і тій же щільності струму, як і у вторинній обмотці ТР, перетин проводу в АТ можна зменшити в $(1 - 1/k_a)$ разів.

При цьому опір спільної частини обмотки $a-x$ збільшується у $(1 - 1/k_a)$ разів

$$r_{ax} = \frac{r_2}{(1 - 1/k_a)}. \quad (20.16)$$

Отже, електричні втрати в обмотках АТ

$$\begin{aligned} \Delta p_{кАТ} &= I_1^2 \cdot r_{Aa} + I_{12}^2 \cdot r_{ax} = I_1^2 \cdot r_1(1-1/k_a) + I_2^2(1-1/k_a)^2 \frac{r_2}{(1-1/k_a)} = \\ &= I_1^2 \cdot r_1(1-1/k_a) + I_2^2 \cdot r_2(1-1/k_a) = \left[I_1^2 \cdot r_1 + I_2^2 \cdot r_2 \right] \cdot (1-1/k_a). \end{aligned} \quad (20.17)$$

Порівнюючи формули (20.14) і (20.17), АТ можна розглядати як ТР з активними опорами первинної і вторинної обмоток, зменшеними в $(1-1/k_a)$ разів, тобто активний опір короткого замикання АТ

$$r_{к АТ} = r_{к ТР} \cdot \left(1 - \frac{1}{k_a}\right). \quad (20.18)$$

Співвідношення електричних втрат у ТР та АТ

$$\frac{\Delta p_{к АТ}}{\Delta p_{к ТР}} = \left(1 - \frac{1}{k_a}\right). \quad (20.19)$$

У такому ж відношенні змінюється і маса міді обмоток АТ, тому що на частині $A-a$ обмотка АТ має порівняно з ТР той же перетин, але в $(1-1/k_a)$ меншу довжину, а на частині $a-x$ вона має ту ж довжину, що і вторинна обмотка ТР, але в $(1-1/k_a)$ разів менший перетин

$$G_{м АТ} = G_{м ТР} \cdot \left(1 - \frac{1}{k_a}\right). \quad (20.20)$$

Індуктивний опір короткого замикання АТ

$$x_{к АТ} = x_{к ТР} \cdot \left(1 - \frac{1}{k_a}\right). \quad (20.21)$$

Напряга короткого замикання АТ

$$u_{к АТ} = u_{к ТР} \cdot \left(1 - \frac{1}{k_a}\right). \quad (20.22)$$

Зменшення $u_{к}$ призводить до зменшення зміни вторинної напруги при навантаженні (ΔU), тобто зовнішня характеристика $U_2 = f(I_2)$ АТ більш жорстка, ніж у ТР.

Порівняно зі звичайним ТР усі сторони трикутника КЗ автотрансформатора в $(1-1/k_a)$ разів менше, а струми КЗ відповідно більше

$$I_{к АТ} = I_{к ТР} / \left(1 - \frac{1}{k_a}\right). \quad (20.23)$$

Чим більше значення k_a , тим більший струм КЗ автотрансформатора порівняно зі струмом КЗ трансформатора.

Потужність, передану з первинної сторони у вторинну, називають

прохідною потужністю

$$S = U_2 \cdot I_2 = U_2 \cdot (I_1 + I_{12}) = U_2 \cdot I_1 + U_2 \cdot I_{12} = S_e + S_{ем}, \quad (20.24)$$

де S_e – електрична потужність, що передається з первинної сторони у вторинну електричним шляхом; $S_{ем}$ – електромагнітна потужність, що передається електромагнітним шляхом за допомогою магнітного поля.

Вирази для електричної (S_e) та електромагнітної ($S_{ем}$) потужностей мають такий вигляд:

$$S_e = U_2 \cdot I_1 = U_2 \cdot I_2 \frac{w_2}{w_1} = U_2 \cdot I_2 \frac{1}{k_a} = S \cdot \frac{1}{k_a}; \quad (20.25)$$

$$S_{ем} = S - S_e = U_2 \cdot I_2 - U_2 \cdot I_2 \frac{1}{k_a} = S \left(1 - \frac{1}{k_a}\right). \quad (20.26)$$

Чим менше значення коефіцієнта трансформації $k_a = w_1/w_2$, тим більша потужність передається електричним шляхом. Наприклад, при $k_a = 1$ уся потужність АТ передається у вторинне коло за рахунок електричного зв'язку між обмотками.

Величина електромагнітної потужності визначає розміри магнітної системи трансформатора:

для ТР
$$S_{ем\ ТР} = E_2 \cdot I_2 \approx U_2 \cdot I_2 = S, \quad (20.27)$$

для АТ
$$S_{ем\ АТ} = S \cdot \left(1 - \frac{1}{k_a}\right). \quad (20.28)$$

В АТ величина електромагнітної потужності менше $S_{ем\ АТ} < S_{ем\ ТР}$, тому менші розміри та вага магнітної системи, обмоток, менші втрати у сталі та міді. Отже, при однаковій потужності автотрансформатора та трансформатора ККД першого завжди вищий – $\eta_{АТ} > \eta_{ТР}$.

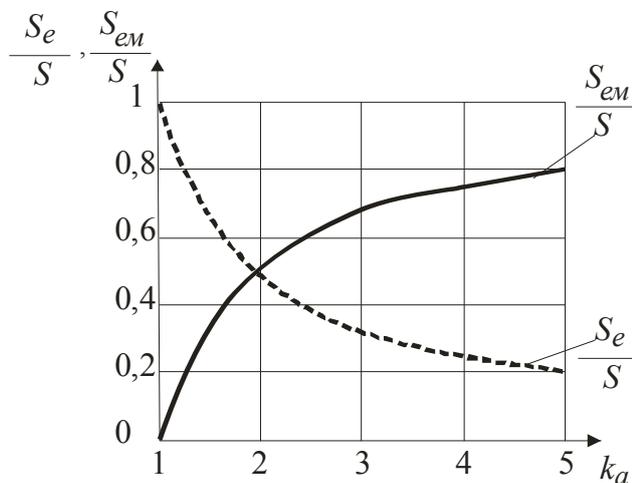


Рис. 20.5

На рис. 20.5 зображені залежності потужностей АТ S_e і $S_{ем}$ в долях від прохідної потужності S .

Очевидно, що чим ближче до одиниці величина k_a , тим менша електромагнітна потужність $S_{ем}$ АТ і тим вигідніше його застосувати з погляду зменшення маси, габаритних розмірів, втрат потужності.

Відношення

$$k_{\text{ВИГ}} = S_{\text{ЕМ}}/S = (1 - 1/k_a) \quad (20.29)$$

називають коефіцієнтом вигідності АТ.

Наприклад, при $k_a = 1,1$ електромагнітна потужність АТ зменшується у 10 разів

$$S_{\text{ЕМ}} = k_{\text{ВИГ}} \cdot S = 0,09 \cdot S,$$

а при $k_a = 10$ виходить майже такою ж, як у звичайного ТР

$$S_{\text{ЕМ}} = k_{\text{ВИГ}} \cdot S = 0,9 \cdot S.$$

Найбільш доцільно застосування АТ із коефіцієнтом трансформації $1 < k_a < 2,5$.

При великих значеннях k_a переважне значення мають недоліки АТ:

- великі струми короткого замикання (20.23);
- електричний зв'язок між обмотками ВН і НН вимагає посиленої ізоляції обмотки НН;
- між проводами мережі НН і землею виникає напруга, яка приблизно дорівнює напрузі між проводами і землею на стороні ВН, тобто обмотка НН повинна мати ту ж саму ізоляцію відносно землі, що й обмотка ВН;
- з метою забезпечення електробезпеки обслуговуючого персоналу не можна застосовувати АТ для зниження напруги мереж ВН до значення НН, яка підводиться до споживачів.

Тому АТ застосовують, коли відоме подорожчання ізоляції вторинної обмотки окупається загальним зменшенням маси АТ і зменшенням втрат. Малий діапазон зміни k_a відразу обмежує застосування АТ.

АТ розраховується аналогічно силовому ТР за електромагнітною потужністю. Первинна обмотка $A-a$ з числом витків w_{Aa} розраховується на струм I_1 та напругу $U_1 - U_2$, вторинна обмотка $a-x$ із числом витків w_2 – на струм I_{12} та напругу U_2 .

Силові АТ широко застосовують у лініях передачі і розподілу електроенергії для зв'язку мереж суміжних напруг, наприклад 110 та 220, 220 та 500 кВ та ін. Такі АТ виконують на потужності до 500 МВ·А та вище.

АТ застосовують в електроприводах змінного струму для зменшення пускових струмів двигунів великої потужності, для регулювання режимів роботи електрометалургійних печей. АТ малої потужності застосовують в пристроях радіо, зв'язку й автоматики.

Широко поширені АТ із змінним коефіцієнтом трансформації. У цьому випадку використовують пристрій, що дозволяє регулювати зна-

чення вторинної напруги АТ шляхом зміни числа витків вторинної обмотки. Такі АТ, названі регуляторами напруги, можуть бути однофазними і трифазними.

21. НЕСИМЕТРИЧНЕ НАВАНТАЖЕННЯ ТРАНСФОРМАТОРІВ

21.1. Загальні положення

При експлуатації окремі фази ТР можуть бути навантажені несиметрично через нерівномірний розподіл за фазами освітлювального або іншого однофазного навантаження. Іноді мають місце і несиметричні режими, викликані аваріями в електричних мережах.

При несиметричних навантаженнях ЕРС та напруги вторинних обмоток можуть істотно відрізнятись від їхніх значень при симетричному навантаженні. Це негативно впливає на споживачів електричної енергії: зменшується потужність електродвигунів, підвищується напруга на лампах розжарювання, що знижує термін їхньої служби.

Основним методом аналізу несиметричних режимів трансформаторів є **метод симетричних складових**.

Будь-яку несиметричну систему векторів (струмів, напруги) у загальному випадку можна розкласти на три симетричні системи: прямої, зворотної та нульової послідовностей фаз.

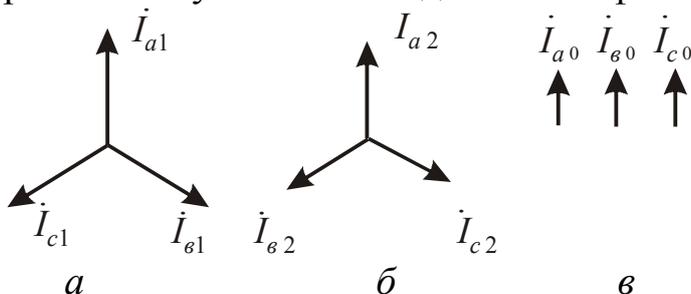


Рис. 21.1

При прийнятому напрямку обертання векторів проти годинникової стрілки пряма система векторів утворює симетричну зірку струмів \dot{I}_{a1} , \dot{I}_{b1} , \dot{I}_{c1} , що йдуть один за одним у порядку проходження відповідних букв алфавіту (рис. 21.1,а).

Отже,

$$\dot{I}_{b1} = \dot{I}_{a1} e^{-j\frac{2\pi}{3}} = \dot{I}_{c1} e^{j\frac{2\pi}{3}} = a^2 \dot{I}_{a1} = a \dot{I}_{c1}, \quad (21.1)$$

де a і a^2 – оператори повороту

$$a = -0,5 + j\sqrt{3}/2 = e^{j\frac{2\pi}{3}} = e^{-j\frac{4\pi}{3}}; \quad (21.2)$$

$$a^2 = -0,5 - j\sqrt{3}/2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} = e^{-j\frac{2\pi}{3}}.$$

Система векторів зворотної послідовності $\dot{I}_{a2}, \dot{I}_{c2}, \dot{I}_{\epsilon2}$ (рис. 21.1,б) має зворотне чергування фаз та характеризується відношеннями

$$\dot{I}_{\epsilon2} = \dot{I}_{a2} \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} = \dot{I}_{c2} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{3}} = a \cdot \dot{I}_{a2} = a^2 \cdot \dot{I}_{c2}. \quad (21.3)$$

Нульова система являє собою три вектори, рівні за величиною та збіжні за фазою (рис. 21.1,в)

$$\dot{I}_{a0} = \dot{I}_{\epsilon0} = \dot{I}_{c0}. \quad (21.4)$$

Результуючий струм фаз:

$$\begin{cases} \dot{I}_a = \dot{I}_{a1} + \dot{I}_{a2} + \dot{I}_{a0} ; \\ \dot{I}_\epsilon = \dot{I}_{\epsilon1} + \dot{I}_{\epsilon2} + \dot{I}_{\epsilon0} = a^2 \cdot \dot{I}_{a1} + a \cdot \dot{I}_{a2} + \dot{I}_{a0} ; \\ \dot{I}_c = \dot{I}_{c1} + \dot{I}_{c2} + \dot{I}_{c0} = a \cdot \dot{I}_{a1} + a^2 \cdot \dot{I}_{a2} + \dot{I}_{a0}. \end{cases} \quad (21.5)$$

Розв'язавши систему відносно струмів прямої, зворотної та нульової послідовностей, отримаємо

$$\begin{cases} \dot{I}_{a1} = \frac{1}{3}(\dot{I}_a + a \cdot \dot{I}_\epsilon + a^2 \cdot \dot{I}_c); \\ \dot{I}_{a2} = \frac{1}{3}(\dot{I}_a + a^2 \cdot \dot{I}_\epsilon + a \cdot \dot{I}_c); \\ \dot{I}_{a0} = \frac{1}{3}(\dot{I}_a + \dot{I}_\epsilon + \dot{I}_c). \end{cases} \quad (21.6)$$

Користуючись цією системою рівнянь, будь-яку несиметричну систему можна розкласти на симетричні складові.

На рис. 21.2 як приклад показане розкладання несиметричної системи струмів (рис. 21.2,а) на симетричні складові I_{a1} (рис. 21.2,б), I_{a2} (рис. 21.2,в), I_{a0} (рис. 21.2,г).

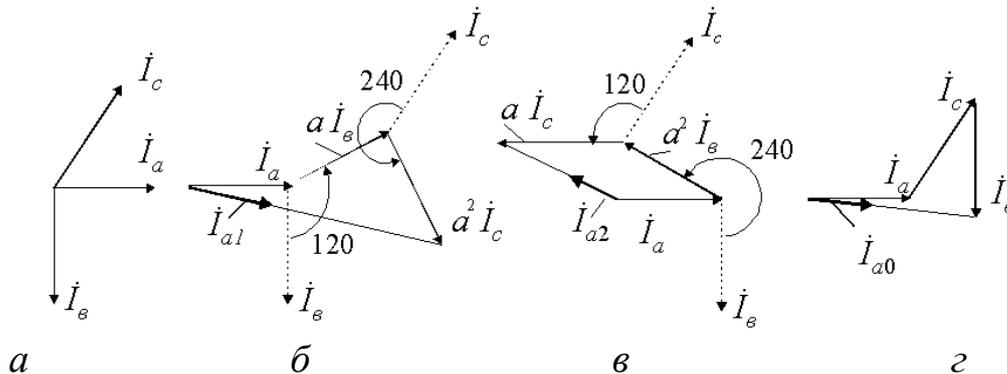


Рис. 21.2. Розкладання несиметричної системи струмів

При дослідженні несиметричних режимів роботи приймаються такі допущення:

- мережа, від якої живиться ТР, вважається нескінченно великою, тобто напруга цієї мережі не змінюється в залежності від режиму роботи;
- зневажають струмом неробочого ходу ($I_0 = 0$);
- число витків вторинної обмотки $w_2 = w_1$, тобто коефіцієнт трансформації $k_T = 1$, що позбуває від необхідності користуватися штрихами при написанні вторинних величин.

21.2. Трансформація струмів в обмотках трансформатора

Розглянемо трансформатор, з'єднаний за схемою Y/Y.

Для первинної та вторинної зірок струмів за першим законом Кірхгофа можна записати (за відсутності нульового проводу)

$$\begin{cases} \dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C = 0; \\ \dot{I}_a + \dot{I}_b + \dot{I}_c = 0. \end{cases} \quad (21.7)$$

Оскільки ми нехтуємо струмом неробочого ходу, то повний струм крізь будь-який замкнутий контур (рис. 21.3) дорівнює нулю, тобто

$$\begin{aligned} \text{для I контура} \quad \dot{I}_A + \dot{I}_a - \dot{I}_b - \dot{I}_B &= 0; \\ \text{для II контура} \quad \dot{I}_B + \dot{I}_b - \dot{I}_c - \dot{I}_C &= 0; \\ \text{для III контура} \quad \dot{I}_A + \dot{I}_a - \dot{I}_c - \dot{I}_C &= 0. \end{aligned} \quad (21.8)$$

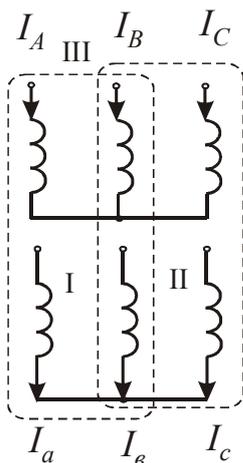


Рис. 21.3

Розв'язуючи спільно системи (21.7) та (21.8), дістаємо

$$\dot{I}_A = -\dot{I}_a; \quad \dot{I}_B = -\dot{I}_b; \quad \dot{I}_C = -\dot{I}_c. \quad (21.9)$$

Струми кожної із фаз вторинної сторони цілком трансформуються на первинну.

На кожному осерді первинні та вторинні струми у магнітному відношенні врівноважують один одного і сума потоків стержнів

$$\dot{\Phi}_1 + \dot{\Phi}_2 + \dot{\Phi}_3 = 0.$$

Оскільки порядок чергування фаз у ТР не має значення, то співвідношення між вторинними та первинними струмами зворотної послідовності будуть такими ж, як і для струмів прямої послідовності

$$\begin{aligned} \dot{I}_{A1} &= -\dot{I}_{a1}; & \dot{I}_{B1} &= -\dot{I}_{\beta 1}; & \dot{I}_{C1} &= -\dot{I}_{\gamma 1}; \\ \dot{I}_{A2} &= -\dot{I}_{a2}; & \dot{I}_{B2} &= -\dot{I}_{\beta 2}; & \dot{I}_{C2} &= -\dot{I}_{\gamma 2}. \end{aligned} \quad (21.10)$$

Симетричні складові прямої та зворотної послідовностей трансформуються з первинної обмотки у вторинну завжди.

Трансформація струмів нульової послідовності залежить від схеми сполучення. Якщо у первинній та вторинній обмотках є контури для замикання струмів нульової, то вони будуть трансформуватися

$$\dot{I}_{A0} = -\dot{I}_{a0} = \dot{I}_{B0} = -\dot{I}_{\beta 0} = \dot{I}_{C0} = -\dot{I}_{\gamma 0}. \quad (21.11)$$

Таким чином, при з'єднанні первинної та вторинної обмоток, наприклад за схемами Y_0 / Y_0 і Δ / Y_0 , фазні струми первинної обмотки виявляються рівними відповідним приведеним вторинним фазним струмам

$$\begin{aligned} \dot{I}_A &= \dot{I}_{A1} + \dot{I}_{A2} + \dot{I}_{A0} = -(\dot{I}_{a1} + \dot{I}_{a2} + \dot{I}_{a0}) = \dot{I}_a; \\ \dot{I}_B &= -\dot{I}_\beta; & \dot{I}_C &= -\dot{I}_\gamma. \end{aligned} \quad (21.12)$$

Якщо ж в одній обмотці цей контур є, а в другій його немає, то трансформації струмів нульової послідовності не буде. Наприклад, при схемі сполучення Y / Y_0 струм нульової послідовності протікає тільки у вторинних обмотках і не трансформується у первинну. По фазах первинної обмотки протікають струми прямої та зворотної послідовностей:

$$\begin{cases} \dot{I}_A = \dot{I}_{A1} + \dot{I}_{A2} = -(\dot{I}_{a1} + \dot{I}_{a2}) = -(\dot{I}_a - \dot{I}_{a0}); \\ \dot{I}_B = \dot{I}_{B1} + \dot{I}_{B2} = -(\dot{I}_{\beta 1} + \dot{I}_{\beta 2}) = -(\dot{I}_\beta - \dot{I}_{\beta 0}); \\ \dot{I}_C = \dot{I}_{C1} + \dot{I}_{C2} = -(\dot{I}_{\gamma 1} + \dot{I}_{\gamma 2}) = -(\dot{I}_\gamma - \dot{I}_{\gamma 0}), \end{cases} \quad (21.13)$$

тобто від повного вторинного струму віднімається струм нульової послідовності.

Такі режими роботи є самими несприятливими, тому що струми нульової послідовності створюють магнітне поле нульової послідовності, що наводить у фазах первинної і вторинної обмоток значні ЕРС нульової послідовності, що призводять до порушення рівності фазних напруг.

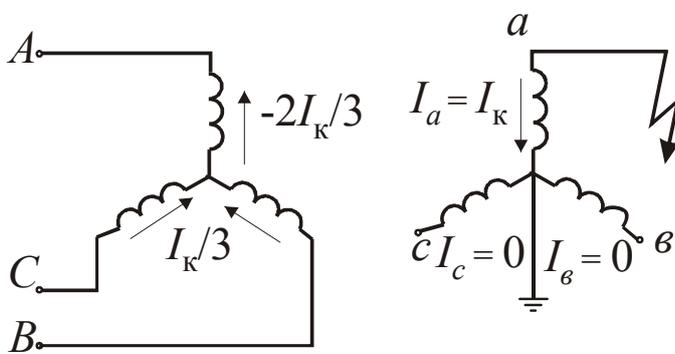
За відсутності струмів нульової послідовності у первинних і вторинних обмотках ТР кожен фазу при несиметричному навантаженні можна розглядати як однофазний трансформатор. У цьому випадку приведені фазні напруги вторинної обмотки відрізняються від первинних на невелике падіння напруги на опорі Z_K

$$\begin{cases} \dot{U}_A - \dot{I}_A \cdot Z_K = -\dot{U}_a; \\ \dot{U}_B - \dot{I}_B \cdot Z_K = -\dot{U}_b; \\ \dot{U}_C - \dot{I}_C \cdot Z_K = -\dot{U}_c. \end{cases} \quad (21.14)$$

Розглянемо граничні режими несиметричного навантаження – режими несиметричних КЗ.

21.3. Однофазне коротке замикання при схемі з'єднання обмоток Y/Y_0

До ТР підводиться симетрична лінійна напруга. Фаза a -х вторинної обмотки замкнена накоротко, фази b -у та c -z розімкнені (рис. 21.4).



Тоді:

$$\begin{cases} \dot{I}_a = \dot{I}_K; \\ \dot{I}_b = \dot{I}_c = 0. \end{cases}$$

Розкладемо несиметричну систему струмів вторинної обмотки на струми прямої, зворотної та нульової послідовностей за виразами (21.6)

Рис. 21.4. З'єднання обмоток Y/Y_0

$$\begin{cases} \dot{I}_{a1} = \frac{1}{3}(\dot{I}_a + a \cdot \dot{I}_b + a^2 \cdot \dot{I}_c) = \frac{1}{3} \dot{I}_a = \frac{1}{3} \dot{I}_K; \\ \dot{I}_{a2} = \frac{1}{3}(\dot{I}_a + a^2 \cdot \dot{I}_b + a \cdot \dot{I}_c) = \frac{1}{3} \dot{I}_a = \frac{1}{3} \dot{I}_K; \\ \dot{I}_{a0} = \frac{1}{3}(\dot{I}_a + \dot{I}_b + \dot{I}_c) = \frac{1}{3} \dot{I}_a = \frac{1}{3} \dot{I}_K. \end{cases} \quad (21.15)$$

Таким чином, $I_{a1} = I_{a2} = I_{a0} = \frac{1}{3} I_K$. Аналогічно для інших фаз.

Прийmemo, що $X_K \gg R_K$, тобто $R_K = 0$, тому струм КЗ чисто індуктивний і відстає від ЕРС \dot{E}_a на кут $\pi/2$.

На рис. 21.5 наведені векторні діаграми первинної напруги, вторинних ЕРС і симетричні складові вторинних струмів.

Знайдемо симетричні складові у фазах A, B, C первинної обмотки.

Системам струмів прямої й зворотної послідовностей вторинної обмотки відповідають такі ж системи у первинній обмотці.

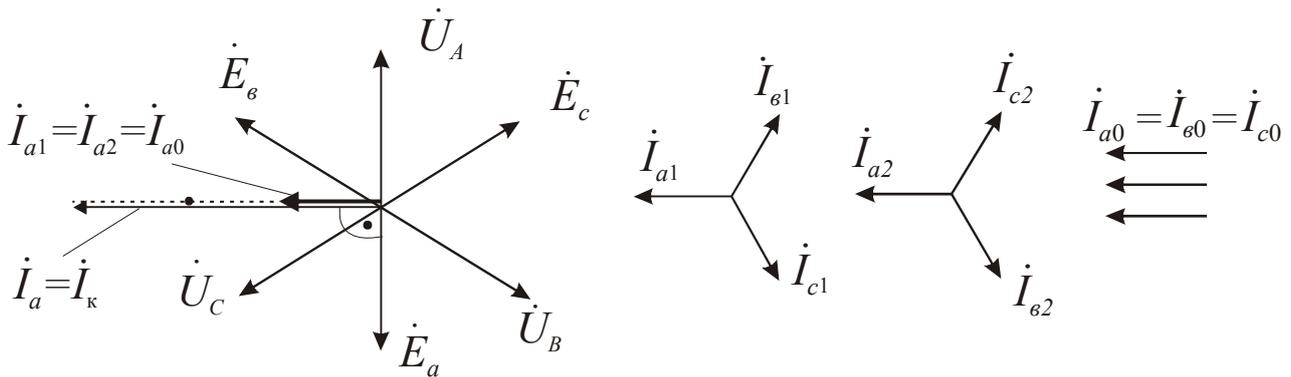


Рис. 21.5

Так як в первинній обмотці немає нульового проводу, то струми нульової послідовності у первинну обмотку трансформуватися не будуть.

Складаючи геометрично струми прямої й зворотної послідовностей, одержимо результуючі струми фаз первинної обмотки

$$\begin{cases} \dot{I}_A = \dot{I}_{A1} + \dot{I}_{A2} = -(\dot{I}_{a1} + \dot{I}_{a2}) = -\frac{2}{3}\dot{I}_K; \\ \dot{I}_B = \dot{I}_{B1} + \dot{I}_{B2} = -(\dot{I}_{b1} + \dot{I}_{b2}) = \frac{1}{3}\dot{I}_K; \\ \dot{I}_C = \dot{I}_{C1} + \dot{I}_{C2} = -(\dot{I}_{c1} + \dot{I}_{c2}) = \frac{1}{3}\dot{I}_K. \end{cases} \quad (21.16)$$

Струми I_A та $I_B = I_C$ направлені у різні боки відносно нейтральної точки первинної обмотки (див. рис. 21.4).

Струм нульової послідовності за своєю дією є намагнічуючим струмом. Створюваний ним потік Φ_0 , однаковий у всіх трьох фазах, індукує у кожній обмотці додаткову ЕРС E_0 . Ця ЕРС на первинній стороні підсумується з ЕРС від основного потоку і врівноважує прикладену напругу за відрахуванням внутрішнього падіння напруги. З урахуванням цього рівняння напруги вторинного контуру мають вигляд

$$\begin{cases} -\dot{U}_a = \dot{U}_A - \dot{I}_A \cdot Z_K + \dot{I}_{a0} \cdot Z_{20}; \\ -\dot{U}_b = \dot{U}_B - \dot{I}_B \cdot Z_K + \dot{I}_{b0} \cdot Z_{20}; \\ -\dot{U}_c = \dot{U}_C - \dot{I}_C \cdot Z_K + \dot{I}_{c0} \cdot Z_{20}, \end{cases} \quad (21.17)$$

де Z_{20} – опір нульової послідовності.

З урахуванням останньої системи рівнянь побудуємо діаграму для визначення фазної напруги вторинного контуру (рис. 21.6).

Прийнято $R_K = 0$, $R_0 = 0$, $Z_{20} > Z_K$.

Фаза А замкнена накоротко та $U_a = 0$.

Відбувається спотворення системи фазних та лінійних напруг вторинної обмотки. Нульова точка вторинних напруг зміщується у точку a . Цей зсув обумовлений дією струмів нульової послідовності.

Асиметрія системи вторинних фазних напруг негативно позначається на споживачах, тому що збільшується напруга фаз b та c .

Величину струму короткого замикання можна визначити з першого рівняння системи (21.16) та векторної діаграми з рис. 21.6

$$\begin{cases} 0 = \dot{U}_A - \frac{2}{3\dot{I}_K \cdot Z_K} - \frac{1}{3\dot{I}_K \cdot Z_{20}}; \\ \dot{I}_K = \frac{3\dot{U}_A}{Z_{20} + 2Z_K} = \frac{3U_A}{\sqrt{Z_{20}^2 + Z_K^2}}. \end{cases} \quad (21.18)$$

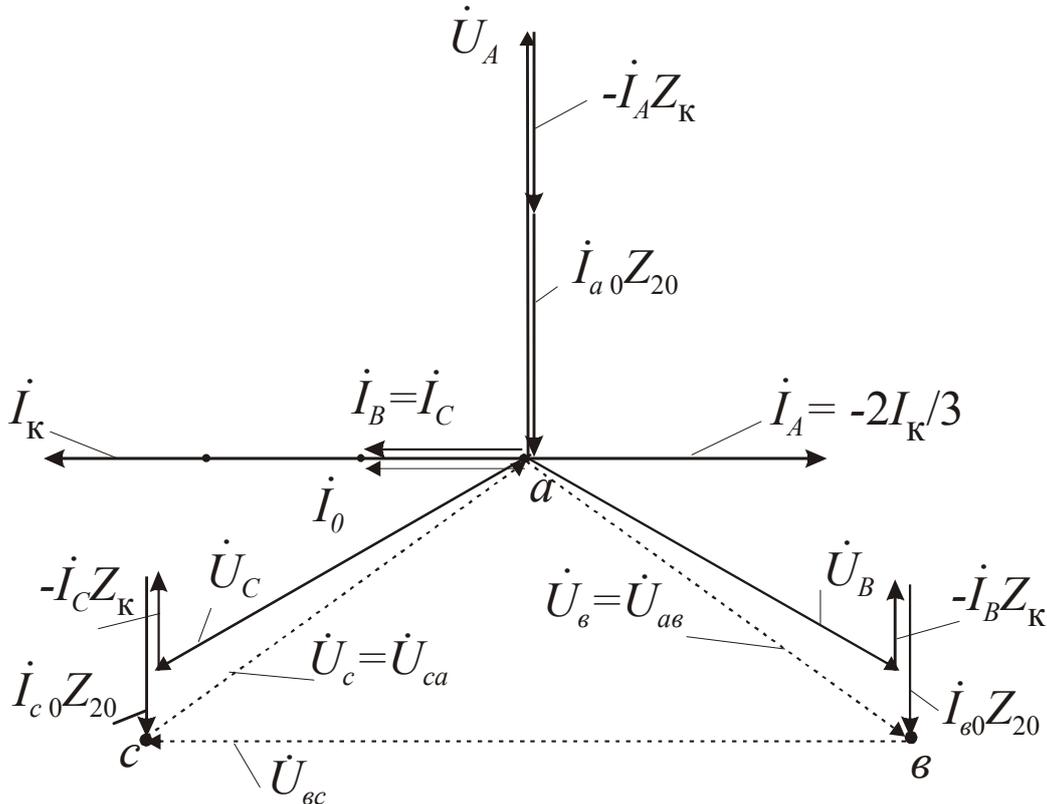


Рис. 21.6. Діаграма фазної напруги

Крім того, спотворюється система фазних напруг первинних обмоток.

На рис. 21.7,а показаний трикутник лінійних напруг та зірка фазних напруг U_A , U_B , U_C первинних обмоток при симетричному навантаженні. Струми I_K та I_0 відстають від напруги короткозамкненої фази A на 90° ($R_K = 0$). Потік нульової послідовності Φ_0 збігається за фазою зі струмом I_K та наводить у кожній фазі ЕРС E_0 , що відстає на 90° від потоку.

Складаючись із напругами U_A, U_B, U_C , ЕРС E_0 прагне змінити потенціали точок A, B та C . Але потенціали точок зафіксовані. При цьому на короткозамкненій фазі (фаза А) напруга зменшується до значення U'_A , на двох інших збільшується до значень $U'_B = U'_C$ (рис. 21.7,а).

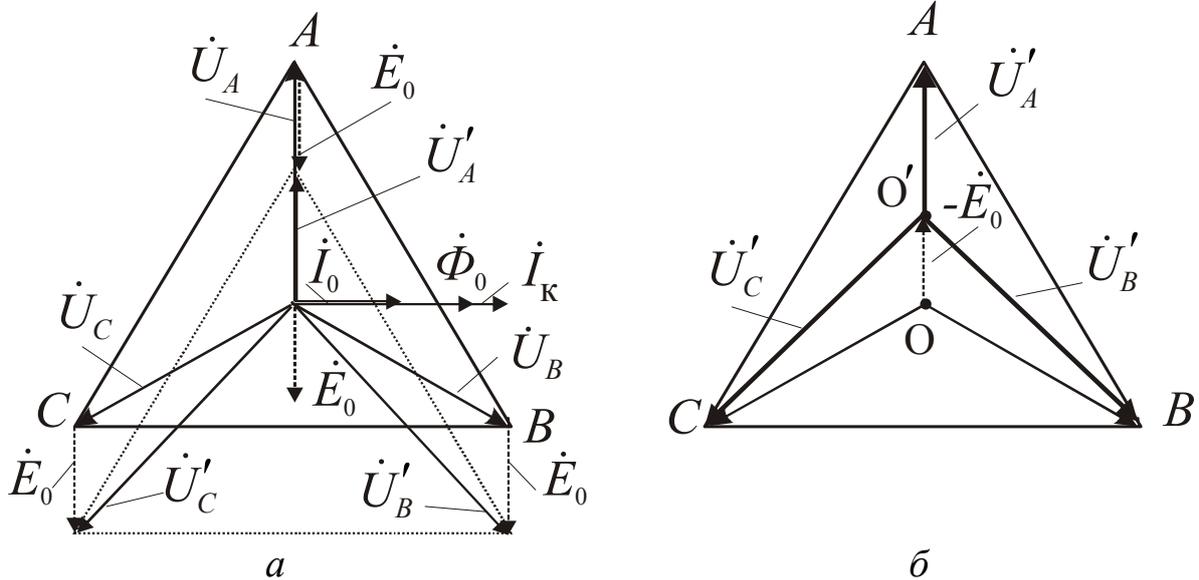


Рис. 21.7

Дія ЕРС E_0 виявляється у зсуві нейтральної точки на величину $-\dot{E}_0$. Нульова точка O зміщується у положення O' (рис. 21.7,б).

При цьому в тристержньовому ТР, що має спільну магнітну систему, зсув нейтральної точки мінімальний відповідно до обмеженого значення потоку Φ_0 .

Навпаки, у ТР з незалежними магнітними системами потік Φ_0 досягає значень, сумісних з основним магнітним потоком. У цьому випадку нейтральна точка O практично з'єднується з точкою A , відповідно до чого фазні напруги обмоток

$$U'_A = 0, \quad U'_B = U'_C = U_{\text{л}}.$$

Систему лінійних первинних напруг струми нульової послідовності спотворити не можуть, тому що ЕРС E_0 , збігаються за фазою в кожній обмотці й у лінійній ЕРС взаємно знищуються: $\dot{E}_{AB} = \dot{E}_A - \dot{E}_B$.

Наявність потоку Φ_0 та ЕРС E_0 обмежує можливість застосування схеми Y/Y_0 . Поля струмів нульової послідовності викликають втрати в стінках бака. З цієї причини струми нейтрального проводу при несиметричному навантаженні не повинні перевищувати $0,25I_{\text{н}}$.

21.4. Однофазне коротке замикання при схемі з'єднання обмоток Δ/Y_0

Так як первинна обмотка утворює контур для замикання струмів нульової послідовності (рис. 21.8), то з вторинної обмотки струми будуть цілком трансформуватися у первинну.

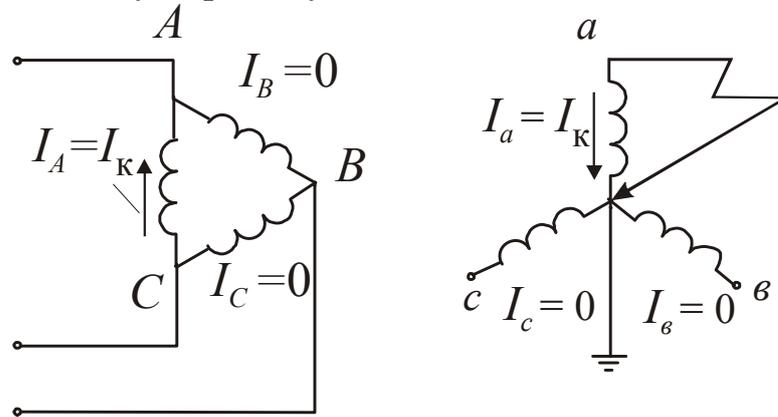


Рис. 21.8. З'єднання обмоток Δ/Y_0

У даному випадку струм нульової послідовності існує не тільки з боку вторинної обмотки, але й тече по контуру первинного трикутника.

В обох обмотках ТР існують струми всіх трьох послідовностей.

Створювані у кожній із цих систем струмів МРС взаємно врівноважуються, внаслідок чого однофазний потік Φ_0 , ЕРС E_0 відсутні і немає зсуву нейтральної точки. Тому

$$\begin{aligned} \dot{I}_A = -\dot{I}_a = -(\dot{I}_{a1} + \dot{I}_{a2} + \dot{I}_{a0}) = -\dot{I}_K ; \\ \dot{I}_b = 0, \quad \dot{I}_c = 0, \quad \dot{I}_B = 0, \quad \dot{I}_C = 0. \end{aligned} \quad (21.19)$$

Рівняння електричної рівноваги:

$$\begin{cases} \dot{U}_A - \dot{I}_A \cdot Z_K = -\dot{U}_a; \\ \dot{U}_B = -\dot{U}_b; \\ \dot{U}_C = -\dot{U}_c. \end{cases} \quad (21.20)$$

Величина струму короткого замикання

$$I_k = U_A / Z_K. \quad (21.21)$$

Сполучення обмоток за схемою Δ/Y_0 більш сприятливо при несиметричних навантаженнях трансформатора.

21.5. Двофазне коротке замикання при схемі з'єднання обмоток Y/Y

Нульова послідовність струму відсутня, тому що немає контуру для замикання. Струми у вторинній обмотці (рис. 21.9):

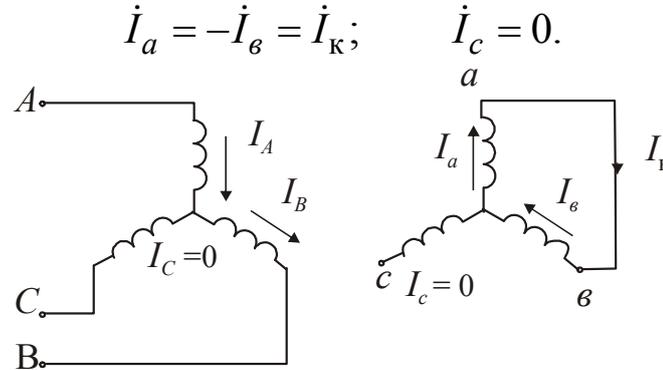


Рис. 21.9. З'єднання обмоток Y / Y

Струми в цьому випадку можна не розкласти на складові, тому що струми кожної з фаз вторинної сторони цілком трансформуються на первинну

$$\begin{cases} \dot{I}_A = -\dot{I}_a, & \dot{I}_B = -\dot{I}_b; \\ \dot{I}_C = -\dot{I}_c = 0. \end{cases} \quad (21.22)$$

Система рівнянь для вторинних напруг записується без урахування нульової складової ЕРС

$$\begin{cases} -\dot{U}_a = \dot{U}_A - \dot{I}_A \cdot Z_k; \\ -\dot{U}_b = \dot{U}_B - \dot{I}_B \cdot Z_k; \\ -\dot{U}_c = \dot{U}_C - \dot{I}_C \cdot Z_k = \dot{U}_C. \end{cases} \quad (21.23)$$

З останньої системи визначимо величину струму короткого замикання

$$\dot{I}_A = -\dot{I}_B = \dot{I}_k ;$$

$$\dot{U}_{ab} = \dot{U}_a - \dot{U}_b = \dot{U}_A - \dot{I}_A Z_k - \dot{U}_B + \dot{I}_B Z_k = \dot{U}_A - \dot{U}_B - \dot{I}_k Z_k - \dot{I}_k Z_k = 0;$$

$$\dot{U}_A - \dot{U}_B = 2\dot{I}_k Z_k = \dot{U}_{AB},$$

звідки

$$I_k = \dot{U}_{AB} / 2Z_k. \quad (21.24)$$

При $R_k = 0$ струм короткого замикання відстає за фазою від лінійної напруги \dot{U}_{AB} на 90° .

Побудуємо векторну діаграму ЕРС за рівняннями (21.22, 21.23), враховуючи, що $\dot{U}_A - \dot{I}_A \cdot Z_k = \dot{U}_B - \dot{I}_B \cdot Z_k$.

З векторної діаграми (рис. 21.10) очевидно, що система вторинних фазних напруг є несиметричною

$$\dot{U}_a = \dot{U}_e = 0,5 \cdot \dot{U}_c.$$

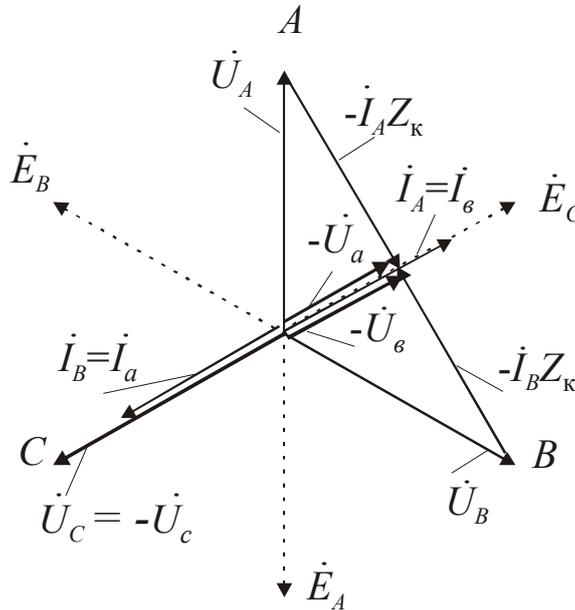


Рис. 21.10

Напруга на замкнених фазах зменшується, а на вільній не змінюється.

21.6. Двофазне коротке замикання при схемі з'єднання обмоток Δ/Υ

Струмів нульової послідовності не буде як із вторинної так, і з первинної сторони. Струми кожної із фаз вторинної сторони цілком трансформуються на первинну:

$$\begin{cases} \dot{I}_A = -\dot{I}_a = \dot{I}_k; \\ \dot{I}_B = -\dot{I}_e = \dot{I}_k; \\ \dot{I}_C = -\dot{I}_c = 0. \end{cases}$$

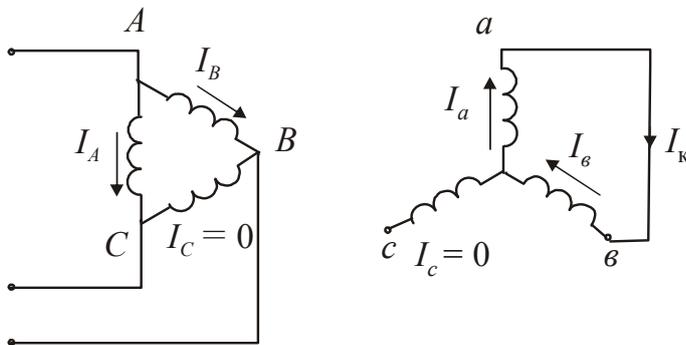


Рис. 21.11. З'єднання обмоток Δ/Υ

Система рівнянь для вторинних напруг аналогічна системі рівнянь (21.23):

$$\begin{cases} \dot{I}_A = -\dot{I}_B = \dot{I}_k; \\ \dot{U}_A - \dot{U}_B = 2\dot{I}_k \cdot Z_k = \sqrt{3}\dot{U}_л; \\ \dot{U}_A = \dot{U}_B = \dot{U}_л. \end{cases}$$

Величина струму короткого замикання

$$I_K = \frac{\sqrt{3}U_{\text{Л}}}{2Z_K}. \quad (21.25)$$

21.7. Двофазне коротке замикання на нуль при схемі з'єднання обмоток Y/Y

Нульові складові струму не будуть трансформуватися з вторинної обмотки у первинну, тому що немає контуру для їхнього замикання.

Струм короткого замикання

$$\dot{I}_K = \dot{I}_a + \dot{I}_e. \quad (21.26)$$

З системи рівнянь (21.6), вважаючи $I_c = 0$, знаходимо складові нульової послідовності

$$I_{a0} = I_{e0} = I_{c0} = \frac{I_K}{3}. \quad (21.27)$$

Оскільки нульова складова не трансформується в первинне коло, то

$$\begin{cases} \dot{I}_A = -(\dot{I}_{a1} + \dot{I}_{a2}) = -(\dot{I}_a - \dot{I}_{a0}); \\ \dot{I}_B = -(\dot{I}_{e1} + \dot{I}_{e2}) = -(\dot{I}_e - \dot{I}_{e0}); \\ \dot{I}_C = -(\dot{I}_{c1} + \dot{I}_{c2}) = -(\dot{I}_c - \dot{I}_{c0}). \end{cases} \quad (21.28)$$

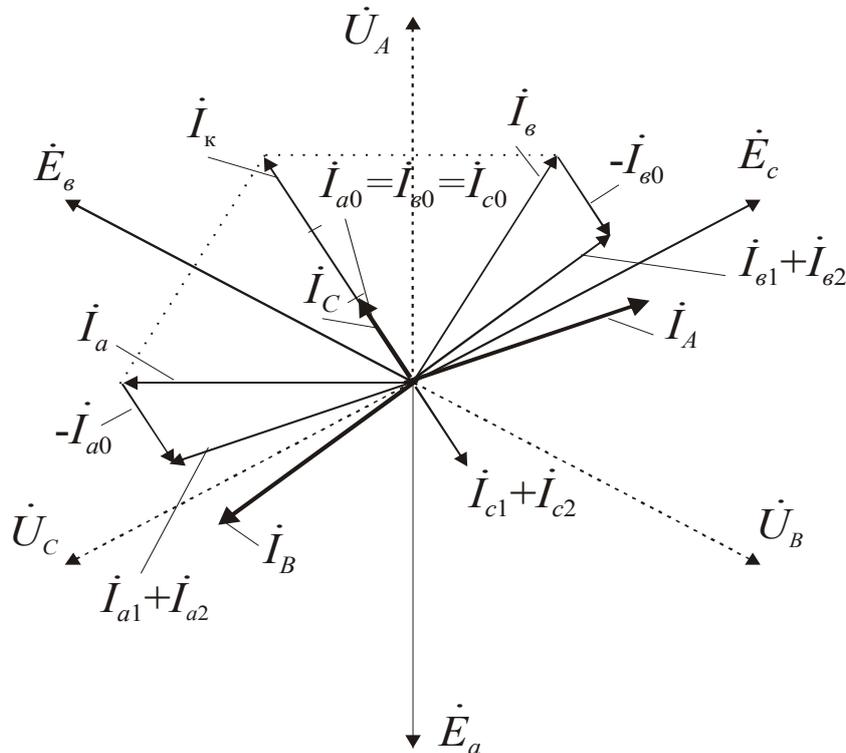


Рис. 21.12. Векторна діаграма струмів

Побудуємо за виразами (21.28) векторну діаграму струмів (рис. 21.12).

Рівні струми \dot{I}_a та \dot{I}_b відстають від ЕРС \dot{E}_a та \dot{E}_b на 90° .

Струм короткого замикання дістаємо векторним підсумовуванням струмів \dot{I}_a та \dot{I}_b .

$$\begin{aligned} \text{Оскільки} \quad & \dot{I}_{c1} + \dot{I}_{c2} + \dot{I}_{c0} = 0, \\ \text{то} \quad & \dot{I}_{c1} + \dot{I}_{c2} = -\dot{I}_{c0}. \end{aligned}$$

Таким чином, у фазі C буде протікати струм, який дорівнює струму нульової послідовності $\dot{I}_C = \dot{I}_{c0} = \dot{I}_k / 3$.

Система рівнянь для вторинних напруг враховує ЕРС від струму нульової послідовності та буде мати такий вигляд:

$$\begin{cases} -\dot{U}_a = \dot{U}_A - \dot{I}_A \cdot Z_k + \dot{I}_{a0} \cdot Z_{20} = 0; \\ -\dot{U}_b = \dot{U}_B - \dot{I}_B \cdot Z_k + \dot{I}_{b0} \cdot Z_{20} = 0; \\ -\dot{U}_c = \dot{U}_C - \dot{I}_C \cdot Z_k + \dot{I}_{c0} \cdot Z_{20}. \end{cases} \quad (21.29)$$

Побудуємо діаграму вторинних напруг (рис. 21.13).

Напруга на фазах вторинної обмотки a та b дорівнює нулю, на фазі c збільшується.

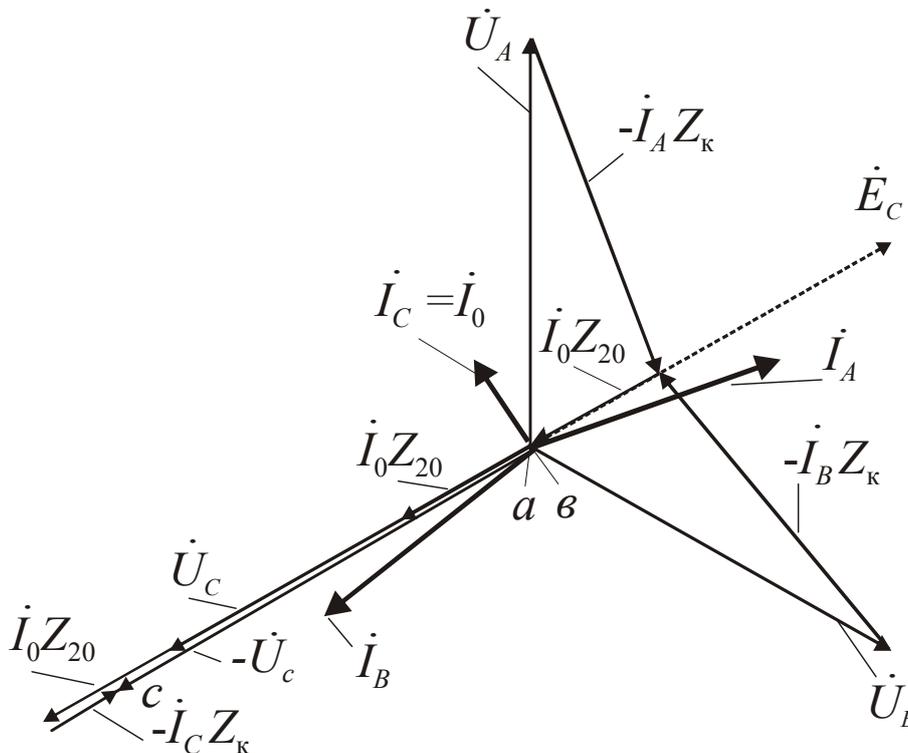


Рис. 21.13. Векторна діаграма напруг

22. МАТЕРІАЛ ДЛЯ САМОСТІЙНОЇ РОБОТИ

Запитання для самоперевірки

1. Конструкція магнітної системи трансформаторів.
2. З якою метою активна частина трансформатора занурюється в масло?
3. Конструкція обмоток силових трансформаторів.
4. З якою метою виконується транспозиція?
5. Конструкція ізоляції силових трансформаторів.
6. Системи охолодження трансформаторів.
7. Призначення розширника і викидної труби.
8. Як визначити ЕРС від основного потоку та потоку розсіяння первинної обмотки трансформатора?
9. Запишіть рівняння електричної рівноваги для первинного та вторинного контуру трансформатора.
10. Запишіть систему рівнянь трансформатора для неробочого ходу та побудуйте векторну діаграму.
11. Поясніть форму струму неробочого ходу при номінальній та зниженій напрузі живлення.
12. Яким співвідношенням пов'язані магнітний потік та МРС ТР?
13. Обґрунтуйте рівняння МРС трансформатора.
14. Поясніть складові системи рівнянь трансформатора.
15. Поясніть особливості побудови векторних діаграм ТР при різних характеристиках навантаження.
16. Поясніть дію потоку розсіяння вторинної обмотки ТР при активно-індуктивному та активно-ємнісному навантаженні.
17. Запишіть систему рівнянь приведенного трансформатора.
18. Побудуйте схему заміщення приведенного трансформатора.
19. Схема заміщення та векторна діаграма ТР в режимі неробочого ходу.
20. Схема заміщення та векторна діаграма ТР в режимі КЗ.
21. Як визначається напруга короткого замикання трансформатора?
22. Поясніть побудову трикутника короткого замикання.
23. Як визначається стале значення струму короткого замикання?
24. Наведіть основні рівняння та спрощену векторну діаграму трансформатора. Яке припущення при цьому приймається?
25. Що таке зміна вторинної напруги трансформатора?
26. Обґрунтуйте вид зовнішніх характеристик ТР при різних значеннях $\cos \varphi_2$.
27. Поясніть складові втрат у сталі ТР.
28. Поясніть енергетичну діаграму та складові втрат у ТР.

29. Як розрахувати ККД трансформатора?
30. При якому навантаженні має місце максимальне значення ККД?
31. Яким чином можна регулювати напругу вторинної обмотки ТР?
32. Які схеми з'єднання обмоток трансформаторів Ви знаєте?
33. Як співвідносяться фазні та лінійні напруги у цих схемах?
34. Чим визначається номер групи трансформатора?
35. Поясніть послідовність побудови групи трансформатора.
36. Побудуйте основні схеми ТР при з'єднанні обмоток за схемою Y / Y .
37. Побудуйте основні схеми ТР при з'єднанні обмоток за схемою Y / Δ .
38. Поясніть особливості неробочого ходу ТР при з'єднанні обмоток за схемами Y / Y , Y_0 / Y , Y / Δ .
39. Які умови треба виконати при включенні ТР на паралельну роботу?
40. Чому виникають зрівнювальні струми при включенні на паралельну роботу ТР при $k_{T1} \neq k_{T2} = ?$
41. Як навантажуються ТР при паралельній роботі, якщо $k_1 > k_2$?
42. Чому неприпустиме підключення на паралельну роботу ТР із різними групами з'єднання обмоток?
43. Як навантажуються ТР при паралельній роботі, якщо $U_{k1} > U_{k2}$?
44. Як навантажуються ТР при паралельній роботі, якщо $U_{k1} = U_{k2}$, але різні складові напруги короткого замикання?
45. Поясніть рівняння рівноваги, схему заміщення та векторну діаграму триобмоткового трансформатора.
46. Поясніть роботу знижувального автотрансформатора.
47. Як співвідносяться показники ТР та автотрансформатора?
48. Поясніть зміну складових магнітного потоку при включенні ненавантаженого трансформатора.
49. Поясніть, якого значення може досягти струм при вмиканні ненавантаженого трансформатора?
50. Поясніть зміну струмів при несприятливому моменті КЗ трансформатора.
51. Чи відрізняється ударний струм КЗ від сталого значення?
52. Які заходи застосовують для захисту ТР від перенапруг?
53. Поясніть діаграми струмів прямої, зворотної та нульової послідовностей.
54. Поясніть електромагнітні процеси при однофазному КЗ та схемах з'єднання обмоток $Y / Y_0, \Delta / Y_0$.
55. Поясніть електромагнітні процеси при двофазному КЗ та схемах з'єднання обмоток $Y / Y, \Delta / Y$.
56. Поясніть електромагнітні процеси при двофазному КЗ на нуль та схемі з'єднання обмоток Y / Y .

Типові задачі по трансформаторах

Задача 22. 1

Однофазний трансформатор має такі дані дослідів НХ і КЗ: $U_{1Н} = 3300 \text{ В}$, $U_{20} = 220 \text{ В}$, $P_0 = 70 \text{ Вт}$, $I_0 = 0,0182 \text{ А}$, $P_K = 250 \text{ Вт}$, $u_K = 188 \text{ В}$, $I_K = I_{1Н} = 3,04 \text{ А}$. Визначити номінальну потужність трансформатора, активні опори обмоток (вважаючи, що втрати в міді розподіляються між обмотками нарівно), ККД при номінальному навантаженні для двох значень коефіцієнта потужності $\cos \varphi_2 = 0,8$ та $\cos \varphi_2 = 1$, параметри, вважаючи відносне спадання напруги в них, однаковими.

Розв'язання

1. Номінальна потужність

$$S_H = I_{1Н} \cdot U_{1Н} = 3,04 \cdot 3300 = 10032 \text{ кВ} \cdot \text{А}.$$

2. Активний опір первинної обмотки

$$r_1 = P_K / 2I_K^2 = 250 / (2 \cdot 3,04^2) = 13,5 \text{ Ом}.$$

3. Приведений опір вторинної обмотки

$$r_2' = r_1 = r_2 \cdot \kappa_T^2 = r_2 \left(\frac{U_{1Н}}{U_{20}} \right)^2 = 13,5 \text{ Ом},$$

звідки визначаємо реальний опір вторинної обмотки

$$r_2 = r_2' \left(\frac{U_{20}}{U_{1Н}} \right)^2 = 13,5 \left(\frac{220}{3300} \right)^2 = 0,06 \text{ Ом}.$$

4. ККД трансформатора при номінальному навантаженні:

– при $\cos \varphi_2 = 0,8$

$$\eta_H = 1 - \frac{P_0 + \beta^2 \cdot P_K}{\beta \cdot S_H \cos \varphi_2 + P_0 + \beta^2 \cdot P_K} = 1 - \frac{70 + 250}{10032 \cdot 0,8 + 70 + 250} = 0,96;$$

– при $\cos \varphi_2 = 1$ $\eta_H = 1 - \frac{70 + 250}{10032 \cdot 1 + 70 + 250} = 0,98.$

5. Активна складова напруги КЗ

$$u_{ка} = P_K \cdot U_{1Нф} / S_H = 250 \cdot 3300 / 10000 = 82,5 \text{ В}.$$

6. Реактивна складова напруги КЗ

$$u_{кр} = \sqrt{u_K^2 - u_{ка}^2} = \sqrt{188^2 - 82,5^2} = 168,9 \text{ В}.$$

7. Індуктивні опори

$$x_1 = x'_2 = x_k / 2 = u_{кр} / 2I_{1Н} = 168,9 / (2 \cdot 3,04) = 27,8 \text{ Ом.}$$

8. Активна складова струму НХ

$$I_{0а} = P_0 / U_{1Н} = 70 / 3300 = 0,021 \text{ А}$$

Задача 22.2

Однофазний трансформатор має такі дані: $S_H = 10000 \text{ кВ} \cdot \text{А}$, $U_{1Н} = 110 \text{ кВ}$, $u_{к\%} = 10,5 \%$, $u_{ка\%} = 4 \%$, $I_0 = 3,3 \%$. Визначити струм сталого КЗ, зміну напруги при активно-індуктивному навантаженні ($\cos \varphi_2 = 0,8$, $I_2 = 0,8I_{2Н}$), струм неробочого ходу в амперах при живленні трансформатора з боку високої напруги.

Розв'язання

$$1. \text{ Струм сталого КЗ } I_k = \frac{I_H \cdot 100}{u_{к\%}} = \frac{91 \cdot 100}{10,5} = 866 \text{ А,}$$

де номінальний струм первинної обмотки трансформатора

$$I_{1Н} = S_H / U_{1Н} = 10000 / 110 = 90,9 \text{ А.}$$

2. Зміна вторинної напруги

$$\Delta U = \beta(u_{ка\%} \cdot \cos \varphi_2 + u_{кр\%} \cdot \sin \varphi_2) = 0,8 \cdot (4 \cdot 0,8 + 9,7 \cdot 0,6) = 7,2 \%,$$

де коефіцієнт завантаження трансформатора $\beta = I_2 / I_{2Н} = 0,8$;

– реактивна складова напруги КЗ

$$u_{кр\%} = \sqrt{u_{к\%}^2 - u_{а\%}^2} = \sqrt{10,5^2 - 4^2} = 9,7 \%.$$

3. Струм неробочого ходу при живленні з боку ВН:

$$I_0 = \frac{I_0\% \cdot I_{1Н}}{100} = \frac{3,3 \cdot 90,9}{100} = 3 \text{ А.}$$

Задача 22.3

Розрахувати параметри Т- подібної схеми заміщення трифазного трансформатора, що має такі дані: $S_H = 100 \text{ кВ} \cdot \text{А}$, $U_{1Н} = 6 \text{ кВ}$, $U_{2Н} = 400 \text{ В}$, втрати НХ – $P_0 = 600 \text{ Вт}$, втрати КЗ – $P_k = 2400 \text{ Вт}$, струм НХ $I_0 = 4,5 \%$, напруга КЗ $u_{к\%} = 5,5 \%$, схема з'єднання обмоток – Y/Y .

При розрахунку прийняти $r_1 = r'_2$, $x_1 = x'_2$.

Розв'язання

1. Номінальний струм первинної обмотки трансформатора

$$I_{1Н} = \frac{S_H}{\sqrt{3} \cdot U_{1Н}} = 100 / (1,73 \cdot 6) = 9,62 \text{ А.}$$

2. Струм неробочого ходу

$$I_0 = 0,045 \cdot I_{1H} = 0,045 \cdot 9,62 = 0,43 \text{ A.}$$

3. Опори кола намагнічування:

– повний $Z_m = U_{1H\phi} / I_0 = 6000 / (1,732 \cdot 0,43) = 8056 \text{ Ом};$

– активний $r_m = P_0 / 3I_0^2 = 600 / (3 \cdot 0,45^2) = 988 \text{ Ом};$

– індуктивний $x_m = \sqrt{Z_m^2 - r_m^2} = \sqrt{8056^2 - 988^2} = 7995 \text{ Ом}.$

4. Напряга КЗ

$$U_K = u_{K\%} \cdot U_{1H\phi} / 100 = 0,055 \cdot 6000 / 1,732 = 190,5 \text{ В}.$$

5. Опори КЗ:

– повний $Z_K = U_K / I_{1H} = 190,5 / 9,62 = 19,8 \text{ Ом};$

– активний $r_K = P_K / 3I_{1H}^2 = 2400 / (3 \cdot 9,62^2) = 8,64 \text{ Ом};$

– індуктивний $x_K = x_1 + x_2' = \sqrt{Z_K^2 - r_K^2} = \sqrt{19,8^2 - 8,64^2} = 17,8 \text{ Ом}.$

6. Активні та індуктивні опори обмоток:

$$r_1 = r_2' = r_K / 2 = 8,64 / 2 = 4,32 \text{ Ом};$$

$$x_1 = x_2' = x_K / 2 = 17,8 / 2 = 8,9 \text{ Ом}.$$

Задача 22.4

Для трифазного трансформатора потужністю $100 \text{ кВ} \cdot \text{А}$ відомо: номінальні напруги $-U_{1H} = 6000 \text{ В}$, $U_{20} = 400 \text{ В}$, схема з'єднання Y / Y_0 , напруга КЗ $-u_{K\%} = 5,5 \%$, потужність КЗ $P_K = 2400 \text{ Вт}$, потужність НХ $P_0 = 600 \text{ Вт}$. Визначити номінальний струм, номінальний ККД та номінальну фазну напругу (за коефіцієнт потужності навантаження прийняти $\cos \varphi_2 = 0,8$).

Розв'язання

1. Номінальний струм

$$I_H = S_{1H} / \sqrt{3} \cdot U_{1H} = 100000 / (1,73 \cdot 6000) = 9,63 \text{ А}.$$

2. Номінальний ККД трансформатора

$$\eta = 1 - \frac{P_0 + \beta^2 \cdot P_K}{\beta \cdot S_H \cdot \cos \varphi_2 + P_0 + \beta^2 \cdot P_K} = 1 - \frac{600 + 2400}{100000 \cdot 0,8 + 600 + 2400} = 0,961.$$

3. Активна складова напруги КЗ $u_a^* = P_K / S_H = 2400 / 100000 = 0,024$.

4. Реактивна складова напруги КЗ

$$u_p^* = \sqrt{u_K^{*2} - u_a^{*2}} = \sqrt{0,055^2 - 0,024^2} = 0,049.$$

5. Зміна вторинної напруги у відносних одиницях при номінальному навантаженні

$$\Delta U^* = \beta \left(u_a^* \cdot \cos \varphi_2 + u_p^* \cdot \sin \varphi_2 \right) = 1 \cdot (0,024 \cdot 0,8 + 0,049 \cdot 0,6) = 0,0486.$$

6. Номінальна фазна вторинна напруга

$$U_{2H} = \frac{U_{20}}{\sqrt{3}} \cdot (1 - \Delta U^*) = \frac{400}{1,732} \cdot (1 - 0,0486) = 219,72 \text{ В}.$$

Задача 22.5

Трифазний трансформатор ТМ-25/10 зі схемою з'єднання обмоток Δ / Y_0 , $U_{1H} = 10 \text{ кВ}$, втрати $P_0 = 0,125 \text{ кВт}$, $P_K = 0,6 \text{ кВт}$. Визначити номінальні струми обмоток. Розрахувати ККД при різних навантаженнях та визначити максимальний ККД при $\cos \varphi_2 = 0,8$.

Розв'язання

1. Номінальний струм первинної обмотки трансформатора

$$I_{1H} = \frac{S_H}{\sqrt{3} \cdot U_{1H}} = \frac{25}{1,73 \cdot 10} = 1,445 \text{ А}.$$

2. Номінальний струм вторинної обмотки трансформатора

$$I_{2H} = \frac{S_H}{\sqrt{3} \cdot U_{2H}} = \frac{25}{1,732 \cdot 0,4} = 36,1 \text{ А}.$$

3. Коефіцієнт завантаження за умови максимального ККД

$$\beta_{\max}^2 \cdot P_K = P_0, \text{ звідки } \beta_{\max} = \sqrt{\frac{P_0}{P_K}} = \sqrt{\frac{1250}{6000}} = 0,456.$$

4. ККД трансформатора $\eta = 1 - \frac{P_0 + \beta^2 \cdot P_K}{\beta \cdot S_H \cdot \cos \varphi_2 + P_0 + \beta^2 \cdot P_K}$.

Значення ККД при різних значеннях навантаження зведені у табл. 22.1

Таблиця 22.1

Значення ККД трансформатора

β	$\beta \cdot S_H \cdot \cos \varphi_2, \text{ кВт}$	$\beta^2 \cdot P_K, \text{ кВт}$	η
0,2	4	0,149	0,964
0,456	9,12	0,25	0,984
0,6	12	0,341	0,972
0,8	16	0,509	0,969
1,0	20	0,725	0,965

ЧАСТИНА 3.

ЗАГАЛЬНІ ПИТАННЯ МАШИН ЗМІННОГО СТРУМУ

Машини змінного струму підрозділяються на три основні види: *асинхронні*, *синхронні* та *колекторні*. Конструктивно як ті, так і інші машини мають нерухому частину, що зветься статором, та обертову частину, що зветься ротором. Звичайно ротор розташовується всередині статора.

В основі роботи електричних машин змінного струму лежить *принцип обертового магнітного поля*, частота обертання n_1 якого визначається частотою мережі f_1 та числом пар полюсів обмотки статора p , об/хв:

$$n_1 = \frac{60 \cdot f_1}{p}.$$

Асинхронною називають таку електричну машину, частота обертання ротора n якої відрізняється від частоти обертання магнітного поля n_1 та змінюється залежно від навантажувального моменту.

Синхронною називають таку електричну машину змінного струму, частота обертання ротора якої при будь-якому режимі роботи дорівнює частоті обертання магнітного поля $n = n_1$.

Асинхронні та синхронні машини розрізняються за принципом дії, будовою їхніх роторів, але статори цих машин мають практично однакову конструкцію. Будови обмоток статора, створення МРС, наведення в обмотках ЕРС обертовим магнітним полем є спільними як для асинхронних, так і для синхронних машин.

23. СПОСОБИ СТВОРЕННЯ ОБЕРТОВОГО МАГНІТНОГО ПОЛЯ

23.1. Створення обертового магнітного поля за допомогою обмотки статора

На рис. 23.1 наведені поперечні розрізи двополюсного асинхронного двигуна (АД) із шістьма пазами на статорі (пази позначені кружечками).

У шести пазах зображена найпростіша трифазна обмотка статора. Кожна фаза складається з одного витка (А-А', В-В', С-С'). Провідники кожного витка розташовані один від одного на відстані полюсного ділення $\tau = \pi D_a / 2p$, де D_a – діаметр внутрішньої розточки статора.

Крок витка $y = \tau$. Подвійному полюсному діленню 2τ відповідає кут по колу статора, що дорівнює 2π електричних градусів. Початки фаз А, В, С зсунуті один відносно одного в просторі на кут $2\pi/3$ електричних градусів. Обмотка статора приєднується до мережі трифазного змінного струму. Струми у фазах зсунуті в часі на кут $2\pi/3$ електричних градусів.

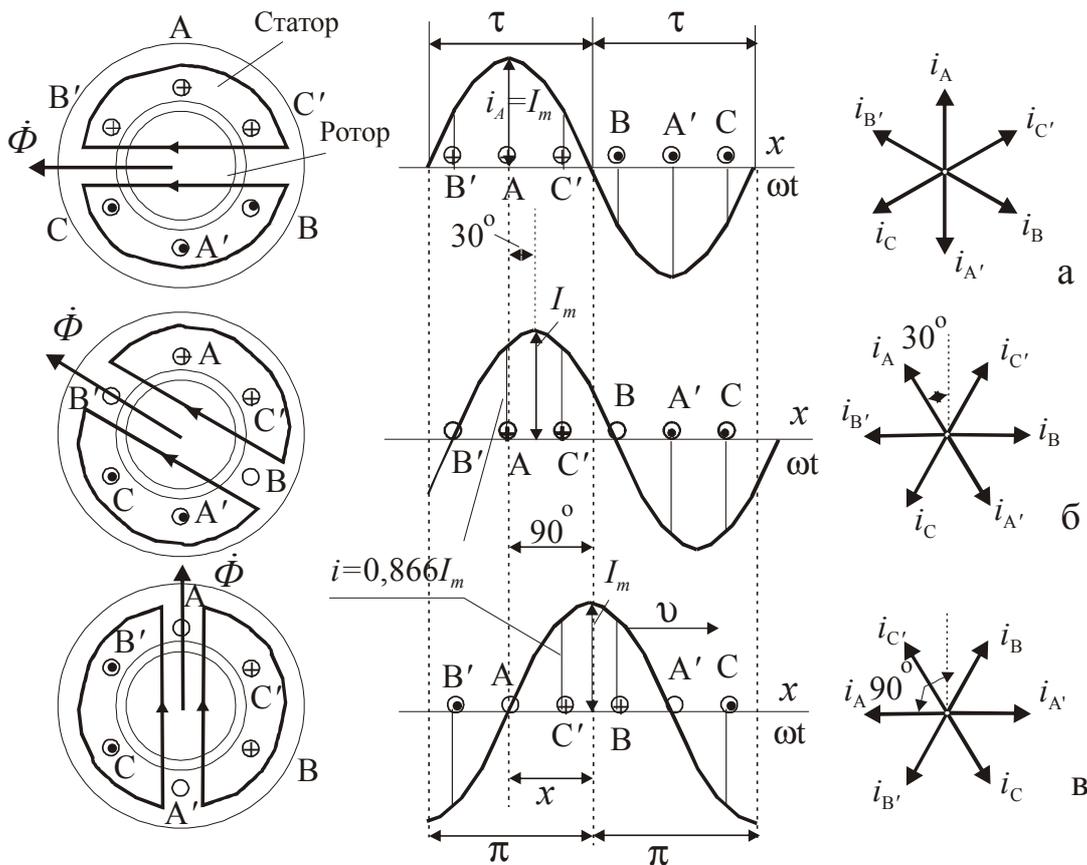


Рис. 23.1. Принцип створення обертового магнітного поля

На рис. 23.1 показаний характер магнітного поля статора для трьох моментів часу. Напрямки позитивних струмів у провідниках позначені «+», а негативних – «•». Струми обмотки статора створюють двополюсний магнітний потік Φ , що проходить через статор, ротор та повітряний зазор між ними. Напрямок результуючого вектора магнітного потоку Φ визначений за правилом буравчика. На векторній діаграмі показані напрямки струмів у провідниках обмотки статора для моменту часу, коли $i_A = I_m$ та $i_B = i_C = -0,5I_m$ (рис. 23.1,а).

Криві розподілу струмів уздовж розгорнутого статора укладають дві зони, кожна величиною τ . Напрямки струмів у цих зонах протилежні. З цих

кривих очевидно, що струми розподілені за синусоїдальним законом.

Змінимо фазу струмів на 30 електричних градусів (рис. 23.1,б). Миттєві значення струмів у відповідних фазах будуть такими:

$$i_A = \frac{\sqrt{3}}{2} I_m; \quad i_C = -\frac{\sqrt{3}}{2} I_m; \quad i_B = 0.$$

При зміні фази струмів на 30 електричних градусів крива розподілу струмів та магнітний потік повертаються на 30 електричних градусів у напрямку проходження фаз.

Якщо фаза струмів зміниться на $\pi/2$ електричних градусів у часі, то вектор магнітного потоку Φ повернеться на такий же кут у просторі у бік проходження фаз: A, B, C (рис. 23.1,в). При зміні фази струмів на 2π електричних градусів вектор магнітного потоку зробить повний оберт.

Таким чином, трифазна обмотка статора дво полюсної машини при живленні її симетричним трифазним струмом створює дво полюсне обертове магнітне поле.

Лінійна швидкість переміщення хвилі (рис. 23.1,в) $v = \frac{dx}{dt}$.

Координату x , у якій струм досягає свого максимального значення I_m , можна одержати, прийнявши, що $\sin(\omega t - \frac{\pi \cdot x}{\tau}) = 1$.

При цьому $\omega t - \frac{\pi \cdot x}{\tau} = \frac{\pi}{2}$, звідки $x = \frac{\tau(\omega t - \pi/2)}{\pi}$

та

$$v = \frac{dx}{dt} = \frac{\omega \cdot \tau}{\pi} = \frac{2\pi \cdot f_1 \cdot \tau}{\pi} = 2\tau \cdot f_1, \text{ м/с.} \quad (23.1)$$

За один період магнітне поле переміщується на пару полюсних поділок. Частота обертання хвилі, що біжить, або частота обертання магнітного поля ($n_1, \text{ об/хв}$) визначається з виразу для лінійної швидкості переміщення хвилі

$$v = \pi \cdot D_a \cdot n_1 / 60,$$

$$n_1 = \frac{60 \cdot v}{\pi \cdot D_a} = \frac{60 \cdot 2\tau \cdot f_1}{\pi \cdot D_a} = \frac{60 \cdot 2 f_1 \cdot \pi \cdot D_a}{\pi \cdot D_a \cdot 2p} = \frac{60 \cdot f_1}{p}. \quad (23.2)$$

Отже, змінюючи число полюсів $2p$ обмотки, можна діставати різні частоти обертання магнітного поля. Щоб змінити число полюсів обмотки статора, необхідно змінити розподіл струмів у провідниках обмотки статора. Для створення магнітного поля з $2p = 4$ необхідно вже 6 витків із повним

кроком, розташованих у 12 пазах статора з чергуванням фаз: А, С', В, А', С, В' (рис. 23.2). Кожна фаза такої найпростішої обмотки статора складається з двох витків, зсунутих один відносно одного на 2τ . Ці витки можуть бути з'єднані один з одним послідовно або паралельно.

З рис. 23.2 очевидно, що така обмотка створює криву розподілу струму та магнітне поле з $2p = 4$. Це поле також є обертовим і за один період струму повертається на кут 2τ , що відповідає у даному випадку половині кола.

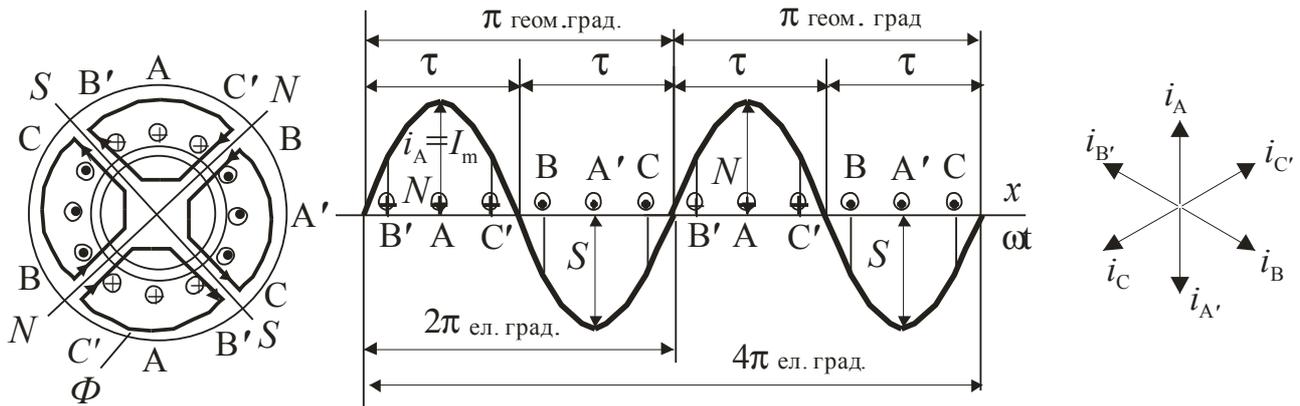


Рис. 23.2. Створення обертового поля з числом полюсів $2p=4$

Таким чином, за один період зміни змінного струму магнітне поле повертається в просторі на кут $\alpha_{\text{геом}} = 2\pi/p$, що відповідає одній парі полюсів. 2π геометричних градусів відповідає $(2\pi \cdot p)$ електричних градусів, тобто

$$\alpha_{\text{ел}} = p \cdot \alpha_{\text{геом}} \tag{23.3}$$

23.2. Створення обертового магнітного поля за допомогою індуктора

Основне магнітне поле в синхронній машині (СМ) створюється обмоткою збудження, розташованою на роторі. Ця обмотка підмикається до джерела постійного струму через ковзні контакти. Ротор разом з обмоткою збудження називають **індуктором**.

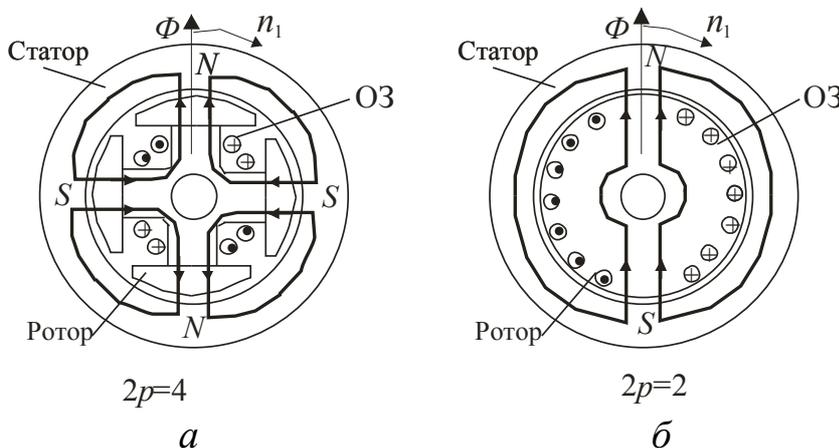


Рис. 23.3. Основні типи роторів синхронних машин:
 а – явнополюсний;
 б – неявнополюсний

За будовою ротора розрізняють машини з явнополюсним ротором, у котрих котушки обмотки збудження (ОЗ) розміщені на полюсах, що виступають (рис. 23.3,а), та машини з неявнополюсним ротором, у яких обмотка збудження є розподіленою та покладена в пази ротора (рис. 23.3,б).

Якщо подати напругу постійного струму на обмотку збудження та привести ротор в обертання з частотою n_1 , то магнітне поле, створене обмоткою збудження, також буде обертатися з частотою n_1 .

Розподіл магнітної індукції поля збудження вздовж кола статора залежить від форми повітряного зазору. Якщо повітряний зазор δ постійний, то магнітна індукція в повітряному зазорі $B_\delta(x)$ розподіляється за трапецієвидним законом (рис. 23.4, крива 1). Одним із способів наближення кривої B_δ до синусоїди є скіс полюсних наконечників (рис. 23.4, крива 2).

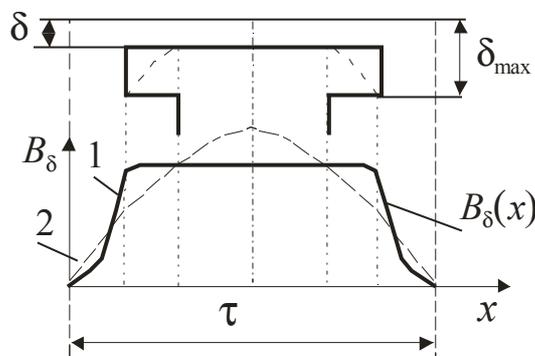


Рис. 23.4.
Графіки
розподілу
 $B_\delta(x)$

Трифазна обмотка статора СМ виконується з таким же числом полюсів, що й індуктор. При навантаженні струми обмотки статора створюють обертове магнітне поле. Поля статора та ротора обертаються з однаковою частотою n_1 і створюють у зазорі єдине магнітне поле.

Таким чином, у синхронній машині ротор обертається з такою ж частотою, що і магнітне поле, звідки й назва – синхронні машини.

Запитання для самоперевірки

1. Поясніть принцип створення обертового магнітного поля обмоткою статора.
2. Яка частота обертання магнітного поля, створеного обмоткою статора?
3. Чим відрізняється електричний кут від геометричного кута в електричних машинах?
4. Зобразіть криву розподілу індукції магнітного поля, створеного обмоткою збудження синхронної машини.
5. Як наблизити криву розподілу індукції в повітряному зазорі синхронної машини до синусоїди?
6. З якою частотою обертається ротор синхронної машини?

24. ЕЛЕКТРОРУШІЙНА СИЛА В ОБМОТКАХ МАШИН ЗМІННОГО СТРУМУ

ЕРС в обмотках машин змінного струму характеризується трьома параметрами: частотою, величиною, формою кривої.

24.1. Електрорушійна сила провідника

Розташуємо провідник на статорі, а магнітне поле нехай створюється, як у синхронній машині, системою обертових полюсів індуктора з $n = const$. При обертанні магнітного поля відносно провідника в ньому індукується ЕРС. За один оберт магнітного поля ЕРС у провіднику зробить p періодів, а за n обертів в хвилину – $(p \cdot n)$ періодів.

Частота ЕРС, що індукується (число періодів у секунду),

$$f_1 = \frac{p \cdot n}{60}. \quad (24.1)$$

За законом електромагнітної індукції ЕРС у провіднику

$$e_{\text{пр}} = B_{\delta x} \cdot l_{\text{пр}} \cdot v_{\text{пр}}, \quad (24.2)$$

де $B_{\delta x}$ – величина магнітної індукції в місці розташування провідника;

$v_{\text{пр}}$ – лінійна швидкість руху провідника відносно поля.

При незмінній швидкості $v_{\text{пр}}$ та незмінній довжині провідника $l_{\text{пр}}$ миттєве значення ЕРС ($e_{\text{пр}}$) залежить тільки від розподілу магнітної індукції в зазорі $B_{\delta} = f(x)$ уздовж кола статора, що повторюється на подвійному полюсному діленні. Періодична крива магнітної індукції $B_{\delta}(x)$ (рис. 24.1) у загальному випадку несинусоїдальна та може бути розкладена в гармонійний ряд.

Внаслідок того, що крива індукції для всіх полюсів має однаковий розподіл та симетрична відносно осі абсцис, то при розкладанні будуть мати місце тільки непарні гармоніки. Крім основної $B_{\delta 1}(x)$, на рис. 24.1 показані ще дві вищі непарні гармонійні – $B_{\delta 3}(x)$, $B_{\delta 5}(x)$. Перша гармонійна (основна) має амплітуду $B_{\delta 1 \max}$, розподілена на $2p$ полюсних поділках і має період $2\tau_1$. Вищі гармонійні мають менші амплітуди $B_{\delta 3 \max}$, $B_{\delta 5 \max}$ та відповідно періоди $2\tau_1/3$ й $2\tau_1/5$. Отже, на одній полюсній поділці τ_1 першої гармоніки укладається ν полюсних поділок (τ_{ν}) ν -х гармонік

$$\tau_v = \tau_1 / v. \tag{24.3}$$

Гармоніки кривої поля називаються **просторовими**, тому що розподіл гармонік індукції є функцією просторових координат та від часу не залежить.

Характер зміни в часі ЕРС, індукованої у провіднику, або форма кривої ЕРС провідника залежно від часу точно відповідає кривій розподілу магнітної індукції в повітряному зазорі $B_\delta(x)$ по колу статора.

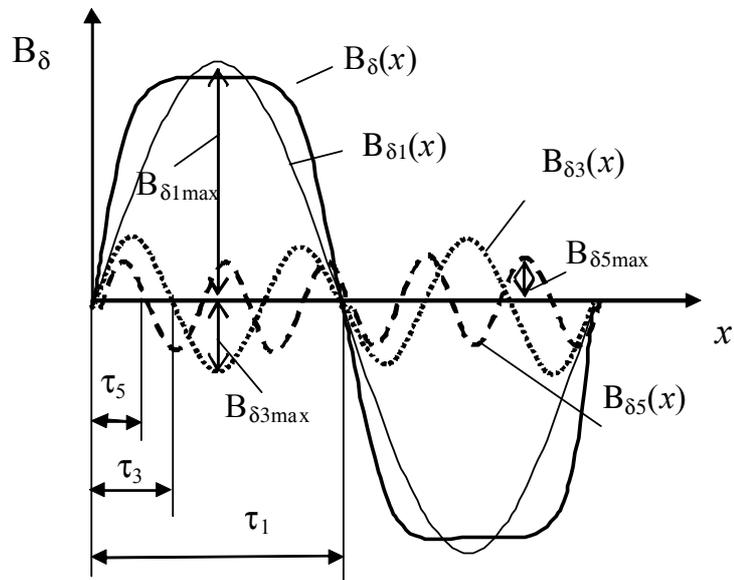


Рис. 24.1. Розкладання кривої індукції магнітного поля на гармонійні складові

Розрахуємо величину ЕРС провідника, яка індукується основною просторовою гармонійною магнітного поля $v = 1$. При обертанні ротора синусоїдна хвиля магнітної індукції переміщається відносно статора з лінійною швидкістю

$$\vartheta_1 = \frac{\pi \cdot D \cdot n}{60} = \frac{2p \cdot \tau_1 \cdot n}{60} = 2\tau_1 \cdot f_1 \tag{24.4}$$

та індукує у провіднику ЕРС

$$e_{\text{пр1}} = E_{\text{max1}} \cdot \sin(2\pi f_1 \cdot t), \tag{24.5}$$

де амплітуда ЕРС

$$E_{\text{max1}} = B_{\delta1\text{max}} \cdot l_{\text{пр}} \cdot \vartheta_1 = B_{\delta\text{max}} \cdot l_{\text{пр}} \cdot 2\tau_1 \cdot f_1. \tag{24.6}$$

Діюче значення ЕРС провідника

$$E_{\text{пр1}} = \frac{E_{\text{max1}}}{\sqrt{2}} = \sqrt{2} \cdot f_1 \cdot \tau_1 \cdot l_{\text{пр}} \cdot B_{\delta1\text{max}}. \tag{24.7}$$

Відношення середньої величини $B_{\delta\text{ср}}$ магнітної індукції на полюсному діленні (τ) до її амплітуди $B_{\delta\text{max}}$ для синусоїдального розподілу складає $2/\pi$. Тому $B_{\delta\text{max}} = \frac{\pi}{2} \cdot B_{\delta\text{ср}}$ та

$$E_{\text{пр1}} = \sqrt{2} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot f_1 \cdot B_{\delta\text{ср1}} \cdot \tau_1 \cdot l_{\text{ср}} = 2,22 \cdot f_1 \cdot \Phi_{m1}, \tag{24.8}$$

де $\Phi_{m1} = I_{\text{пр}} \cdot \tau_1 \cdot B_{\delta_{\text{ср1}}}$ – амплітуда магнітного потоку полюса.

Ця формула може бути використана для визначення ЕРС від вищих гармонік магнітного поля, якщо підставляти відповідні значення $B_{\delta_{\text{ср}v}}$

$$E_{\text{пр}v} = 2,22 \cdot f_v \cdot \Phi_{\text{mv}}, \quad (24.9)$$

де $\Phi_{\text{mv}} = I_{\text{пр}} \cdot \frac{\tau_1}{v} \cdot B_{\delta_{\text{ср}v}}$ – v -та гармонійна складова потоку.

Частота ЕРС, що індукується полями вищих гармонійних, залежить від способу створення обертового магнітного поля.

У синхронних машинах усі гармонійні складові магнітного поля обертаються з однаковою лінійною швидкістю $\vartheta_v = \vartheta_1$, тому що створені обмоткою ротора, а ротор обертається з частотою $n = n_1 = \text{const}$:

$$\vartheta_v = 2\tau_v \cdot f_v,$$

звідки частота ЕРС v -ї гармоніки

$$f_v = \frac{\vartheta_v}{2\tau_v} = \frac{\vartheta_1 \cdot v}{2\tau_1} = f_1 \cdot v. \quad (24.10)$$

Тобто просторові гармоніки магнітного поля порядків $v = 3, 5, \dots$ створюють у кривій ЕРС часові гармоніки з частотою, в v разів більшою.

В асинхронних машинах магнітне поле створюється обмоткою статора та частота обертання поля v -х гармонік у v разів менша від частоти обертання поля першої гармонійної:

$$n_v = n_1/v,$$

отже,

$$\vartheta_v = \vartheta_1/v. \quad (24.11)$$

Тому частота ЕРС, індукованих полями вищих гармонік, збігається з частотою ЕРС від основної гармоніки

$$f_v = \frac{\vartheta_v}{2\tau_v} = \frac{\vartheta_1 \cdot v}{v \cdot 2\tau_1} = \frac{\vartheta_1}{2\tau_1} = f_1. \quad (24.12)$$

Діюче значення результуючої ЕРС

$$E_{\text{пр}} = \sqrt{E_{\text{пр1}}^2 + E_{\text{пр3}}^2 + E_{\text{пр5}}^2 + \dots + E_{\text{пр}v}^2} \approx E_{\text{пр1}}. \quad (24.13)$$

Наявність вищих гармонік майже не впливає на величину діючого значення, але може сильно змінити форму результуючої ЕРС.

24.2. Електрорушійна сила провідника при скосі пазів

У ряді випадків як у синхронних, так і в асинхронних машинах для поліпшення форми кривої ЕРС здійснюється скос пазів відносно магнітного поля, яке обертається.

При цьому фаза ЕРС, індукованих в окремих ділянках провідника (рис. 24.2) синусоїдально розподіленим магнітним полем, безперервно змінюється уздовж провідника й елементарні ЕРС ΔE , індуковані на кінцях провідника, зсунуті за фазою на кут

$$\gamma_{ск1} = \frac{b_{ск}}{\tau_1} \cdot \pi, \quad (24.14)$$

де $b_{ск}$ – величина скосу.

У цьому випадку для визначення ЕРС провідника $E_{пр1}$ необхідно скласти ЕРС окремих ділянок провідника ΔE (рис. 24.3).

У цьому випадку геометрична сума $E_{пр1}$ векторів $\Delta \dot{E}$ зобразиться дугою та буде дорівнювати хорді кола, що спирається на центральний кут $\gamma_{ск}$. За відсутності скосу $\Delta \dot{E}$ додаються арифметично та сума дорівнює довжині дуги АОВ на рис. 24.3.

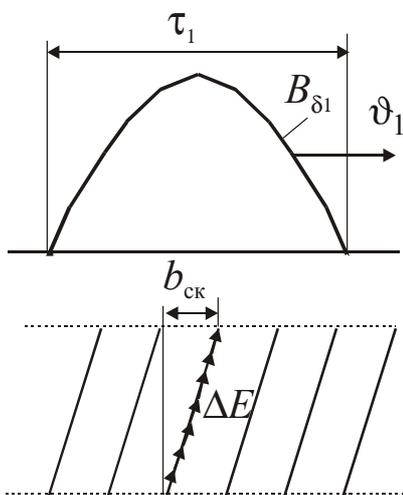


Рис. 24.2. ЕРС провідника при скосі пазів

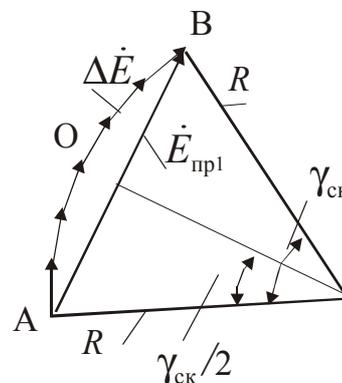


Рис. 24.3. Визначення коефіцієнта скосу

Відношення довжини хорди АВ до довжини дуги АОВ визначає ступінь зменшення ЕРС $E_{пр1}$ за наявності скосу та називається коефіцієнтом скосу:

$$k_{ск1} = \frac{\text{Хорда АВ}}{\text{Довжина дуги АОВ}} = \frac{2R \cdot \sin(\gamma_{ск}/2)}{R \cdot \gamma_{ск}} = \frac{\sin(\gamma_{ск}/2)}{\gamma_{ск}/2}. \quad (24.15)$$

Підставивши у (24.15) значення кута $\gamma_{\text{СК}}$, дістаємо вираз коефіцієнта скосу для 1-ї гармоніки

$$\kappa_{\text{СК}1} = \frac{\sin\left(\frac{b_{\text{СК}} \cdot \pi}{\tau_1 \cdot 2}\right)}{\frac{b_{\text{СК}} \cdot \pi}{\tau_1 \cdot 2}}. \quad (24.16)$$

При $b_{\text{СК}} \rightarrow 0$ буде $\kappa_{\text{СК}1} = 1$. Звичайно скіс невеликий і значення $\kappa_{\text{СК}1} \approx 1$. Таким чином, діюче значення ЕРС провідника при його скосі

$$E_{\text{пр}1} = 2,22 \cdot f_1 \cdot \Phi_{m1} \cdot \kappa_{\text{СК}1}. \quad (24.17)$$

24.3. Електрорушійна сила витка та котушки

Розглянемо виток котушки, відносно якого переміщується магнітне поле (рис. 24.4,а). Якщо виток виконується з повним кроком ($y = \tau$), то провідники 1 та 2 (рис. 24.4) займають однакове положення відносно полюсів першої гармоніки магнітного поля. Тому в обох провідниках наводяться однакові за величиною перші гармонійні ЕРС $E'_{\text{пр}1} = E''_{\text{пр}1} = E_{\text{пр}1}$, а кут зсуву між ними $\gamma = (E'_{\text{пр}1} \wedge E''_{\text{пр}1}) = 180^\circ$.

Оскільки провідники, створюючи виток, з'єднуються зустрічно (кінець «к» одного провідника з'єднується з кінцем «к» іншого провідника), то при послідовному обході витка ці ЕРС додаються (рис. 24.4,б), тобто

$$E_{\text{вит}1} = E'_{\text{пр}1} + E''_{\text{пр}1} = 2 \cdot E_{\text{пр}1} = 4,44 \cdot f_1 \cdot \Phi_{m1} \cdot \kappa_{\text{СК}1}. \quad (24.18)$$

У витку з укороченим кроком (виток 1-2') провідник 2' розташовується на відстані $y < \tau$ відносно провідника 1. Провідники витка займають у магнітному полі різне положення, що характеризується відносним кроком $\beta = y / \tau$. У цьому випадку ЕРС двох активних сторін витка рівні за величиною $E'_{\text{пр}1} = E''_{\text{пр}1} = E_{\text{пр}1}$, але зсунуті за фазою на кут $\gamma = \beta \cdot \pi$.

ЕРС витка дорівнює геометричній різниці ЕРС провідників (рис. 24.4,в)

$$\dot{E}_{\text{вит}1} = \dot{E}'_{\text{пр}1} - \dot{E}''_{\text{пр}1}. \quad (24.19)$$

Діюче значення першої гармонійної ЕРС витка можна знайти за векторною діаграмою на рис. 24.4,в

$$E_{\text{вит}1} = 2E_{\text{пр}1} \cdot \sin(\beta \cdot \pi / 2) = 4,44 \cdot f_1 \cdot \Phi_{m1} \cdot \kappa_{\text{СК}1} \cdot k_{y1}, \quad (24.20)$$

де κ_{y1} – коефіцієнт скорочення кроку обмотки

$$\kappa_{y1} = \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \beta\right) = \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{y}{\tau}\right). \quad (24.21)$$

Коефіцієнт скорочення враховує зменшення ЕРС при $y \neq \tau$ та дорівнює відношенню геометричної суми ЕРС провідників витка до їхньої арифметичної суми

$$k_{y1} = \frac{\sum_{\text{геом.}} E_{\text{пр}i}}{\sum_{\text{ариф.}} E_{\text{пр}i}} = \frac{E_{\text{вит}1}}{2E_{\text{пр}1}} \leq 1. \quad (24.22)$$

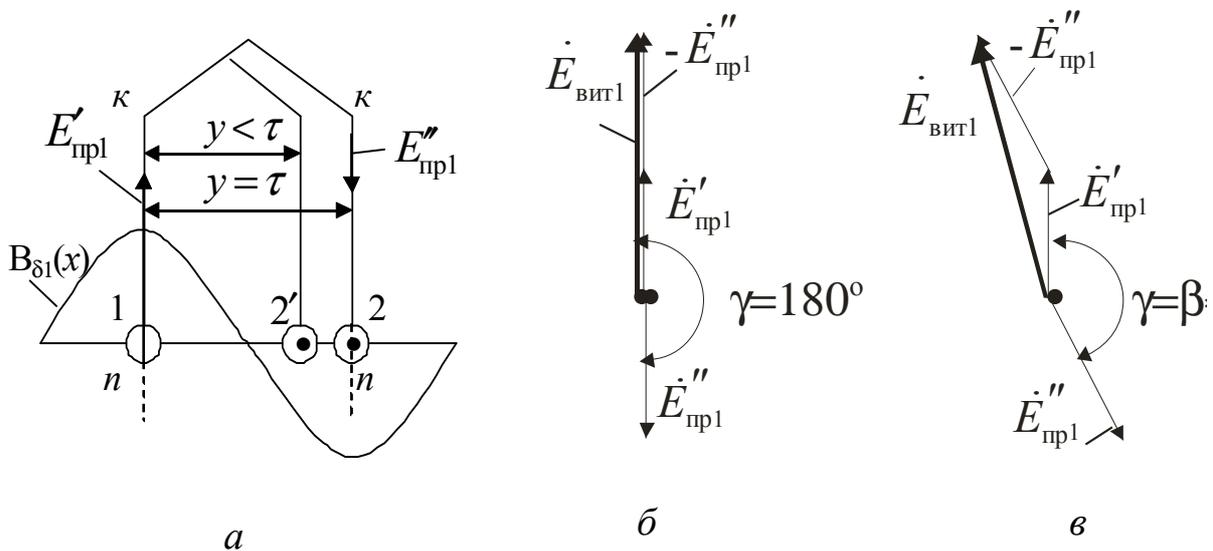


Рис. 24.4. До визначення ЕРС витка

При діаметральному кроці $y = \tau$ скорочення $\beta = 1$ та $\kappa_{y1} = 1$.

Група послідовно з'єднаних витків, що покладені у ті самі пази та мають, крім ізоляції окремих витків, також спільну ізоляцію від стінок паза, називається катушкою. Якщо катушка має w_k витків, то діюче значення першої гармонійної ЕРС катушки

$$E_{k1} = w_k \cdot E_{\text{вит}1} = 4,44 \cdot f_1 \cdot \Phi_{m1} \cdot w_k \cdot \kappa_{\text{ск}1} \cdot \kappa_{y1}. \quad (24.23)$$

24.4. Електрорушійна сила катушкової групи

Катушкова група складається з q однакових катушок, розташованих у сусідніх пазах. Якщо катушки виконані з однаковим кроком та мають однакове число витків, то рівні й ЕРС катушок

$$E'_{k1} = E''_{k1} = E'''_{k1} = E_{k1}.$$

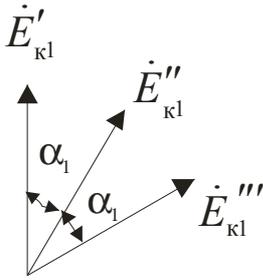


Рис. 24.5

За рахунок просторового зсуву котушок (рис. 24.5) їхні ЕРС будуть зсунуті між собою на кут

$$\alpha_1 = \frac{2\pi \cdot p}{Z_1}, \quad (24.24)$$

де Z_1 – число пазів обмотки статора.

Всі котушки котушкової групи з'єднуються послідовно, і тому вектор ЕРС котушкової групи \dot{E}_q дорівнює геометричній сумі векторів котушок $\dot{E}_{к1}$ (рис. 24.5).

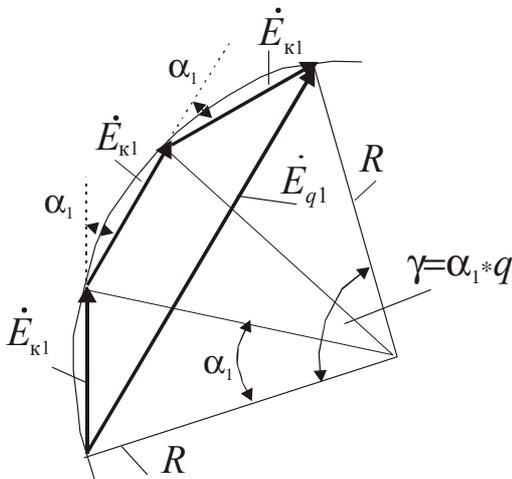


Рис. 24.6. До визначення коефіцієнта розподілу обмотки

Навколо багатокутника, утвореного векторами $\dot{E}_{к1}$ (рис. 24.6), можна описати коло радіусом R .

При цьому ЕРС котушкової групи (хорда багатокутника):

$$E_{q1} = 2R \cdot \sin \frac{\gamma}{2} = 2R \cdot \sin \left(q \frac{\alpha_1}{2} \right). \quad (24.25)$$

ЕРС котушки за векторною діаграмою

$$E_{к1} = 2R \cdot \sin \frac{\alpha_1}{2}. \quad (24.26)$$

Відношення геометричної суми векторів котушок E_{q1} до їхньої арифметичної суми ($q \cdot E_{к1}$) називається коефіцієнтом розподілу обмотки та характеризує зменшення ЕРС котушкової групи внаслідок розподілу її витків в q окремих пазів

$$k_{p1} = \frac{\sum_{\text{геом.}} E_{кi}}{\sum_{\text{ариф.}} E_{кi}} = \frac{E_{q1}}{q \cdot E_{к1}} = \frac{\sin \left(q \cdot \frac{\alpha_1}{2} \right)}{q \cdot \sin \frac{\alpha_1}{2}}. \quad (24.27)$$

З виразу (24.27) знаходимо діюче значення першої гармонійної ЕРС котушкової групи

$$E_{q1} = 4,44 \cdot f_1 \cdot q \cdot w_k \cdot \Phi_{m1} \cdot k_{y1} \cdot k_{p1} \cdot k_{ск1}, \quad (24.28)$$

або

$$E_{q1} = 4,44 \cdot f_1 \cdot q \cdot w_k \cdot \Phi_{m1} \cdot k_{об1}, \quad (24.29)$$

$$\text{де} \quad K_{об1} = K_{y1} \cdot K_{p1} \cdot K_{ск1} \quad (24.30)$$

називають обмотковим коефіцієнтом для першої гармоніки магнітного поля.

24.5. Електрорушійна сила фази обмотки

У багатополюсних машинах кожна фаза обмотки складається з ряду котушкових груп, з'єднаних послідовно або паралельно. Якщо в кожній фазі послідовно з'єднане $k = 2p/a$ – котушкових груп, то діюче значення ЕРС фази обмотки:

$$E_{\phi 1} = k \cdot E_{q1}; \quad (24.31)$$

$$E_{\phi 1} = 4,44 \cdot k \cdot q \cdot w_k \cdot f_1 \cdot \Phi_{m1} \cdot K_{об1} = 4,44 \cdot f_1 \cdot w_{\phi} \cdot \Phi_{m1} \cdot K_{об1}, \quad (24.32)$$

де число послідовно з'єднаних витків у фазі обмотки

$$w_{\phi} = \frac{Z_1 \cdot u_{\Pi}}{2 \cdot m_1 \cdot a} = \frac{2p \cdot m_1 \cdot q \cdot u_{\Pi}}{2 \cdot m_1 \cdot a} = p \cdot q \cdot \frac{u_{\Pi}}{a} = p \cdot q \cdot \frac{2w_k}{a}, \quad (24.33)$$

де $u_{\Pi} = 2w_k$ – загальне число провідників у пазу.

24.6. Поліпшення форми кривої електрорушійної сили

В обмотці, крім першої гармоніки ЕРС, будуть індукуватися ЕРС від вищих гармонік магнітного поля.

Звичайно потрібно, щоб результуюча крива ЕРС була синусоїдна. Це особливо стосується генераторів, тому що вищі гармоніки ЕРС шкідливо впливають не тільки на генератор і приймач, але і на лінію електропередачі, що приводить до виникнення перенапруг на різних ділянках.

Тому необхідно вживати заходи для зменшення ЕРС від вищих гармонік. Щоб наблизити криву ЕРС до синусоїди, треба, насамперед, створити поле з такою формою кривої, за якої кількість вищих гармонійних в ній була по можливості меншою. Проте одержати цілком прийнятні результати при цьому не вдається.

Тому прагнуть зменшувати вищі гармоніки ЕРС за допомогою відповідної конструкції обмоток. До таких конструктивних заходів належать:

– скорочення кроку обмотки; – розподіл обмотки по пазах; – скіс пазів обмотки.

Діюче значення результуючої ЕРС фази обмотки

$$E_{\phi} = \sqrt{E_{\phi 1}^2 + E_{\phi 3}^2 + E_{\phi 5}^2 + \dots + E_{\phi v}^2}, \quad (24.34)$$

$$\text{де} \quad E_{\phi v} = 4,44 \cdot f_v \cdot w_{\phi} \cdot \Phi_{mv} \cdot k_{\text{об}v}, \quad (24.35)$$

діюче значення ЕРС фази v -ї гармонійної.

Обмотковий коефіцієнт для вищих гармонік

$$k_{\text{об}v} = k_{yv} \cdot k_{pv} \cdot k_{\text{ск}v}. \quad (24.36)$$

При визначенні коефіцієнта скорочення k_{yv} та коефіцієнта розподілу k_{pv} для вищих гармонік слід мати на увазі, що число полюсів для v -ї гармоніки в v разів більше, ніж для першої. Тому електричні кути зсуву для вищих гармонік ЕРС будуть у v разів більші

$$\alpha_v = \frac{2\pi \cdot p \cdot v}{Z_1} = \alpha_1 \cdot v. \quad (24.37)$$

З урахуванням цього

$$k_{pv} = \frac{\sin\left(v \cdot q \cdot \frac{\alpha_1}{2}\right)}{q \cdot \sin\left(v \cdot \frac{\alpha_1}{2}\right)}; \quad (24.38)$$

$$k_{yv} = \sin\left(v \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \frac{y}{\tau}\right). \quad (24.39)$$

Вибором кроку обмотки можна домогтися знищення будь-якої певної гармоніки.

При скороченні кроку на $1/v$ частину полюсної поділки в кривій ЕРС цілком зникає v -та гармоніка.

При $\beta = y/\tau = 1$ для всіх непарних гармонік коефіцієнт скорочення $k_{yv} = 1$, тобто ЕРС усіх гармонік виявляються повною мірою.

На рис. 24.7 показані напрямки ЕРС у провідниках витка обмотки для $v=5$ при діаметральному й скороченому кроках обмотки.

Наприклад, якщо скоротити крок на $1/5$ полюсної поділки, то $\beta = 4/5$ і коефіцієнт скорочення для $v=5$ буде дорівнювати нулю

$$k_{y(v=5)} = \sin\left(v \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \frac{y}{\tau}\right) = \sin\left(5 \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \frac{4}{5}\right) = \sin(2\pi) = 0.$$

Такий результат пояснюється тим, що при зазначеному скороченні

кроку ЕРС від п'ятої гармоніки поля в активних провідниках витка $E'_{пр(5)}$ та $E''_{пр(5)}$ збігаються за фазою (рис. 24.7) і в контурі витка діють назустріч. При цьому коефіцієнт скорочення для ЕРС першої гармоніки зменшується незначно

$$\begin{aligned} \kappa_{y(v=1)} &= \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{4}{5}\right) = \\ &= \sin 72^\circ = 0,951. \end{aligned}$$

Таким чином, скороченням кроку на $(1/5)\tau$ ми знищуємо п'яту гармоніку в кривій ЕРС, хоча в кривій магнітного поля вона присутня (рис. 24.7).

Якщо бажано знищити сьому гармоніку, то слід скоротити крок на $1/7$ полюсної поділки. Досягти одночасного знищення всіх гармонік скороченням кроку обмотки неможливо, тому треба прагнути до ослаблення найбільш сильних гармонік.

Наприклад, при кроку обмотки $y = (5/6)\tau$ скорочення $\beta = 5/6$ і коефіцієнти скорочення для п'ятої та сьомої гармонік рівні за величиною:

$$\kappa_{y(v=5)} = \sin\left(5 \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \frac{5}{6}\right) = 0,259; \quad \kappa_{y(v=7)} = \sin\left(7 \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \frac{5}{6}\right) = 0,259,$$

тобто ЕРС цих гармонік зменшуються майже в чотири рази порівняно з випадком, коли $\beta = 1$.

Для першої гармоніки:

$$\kappa_{y(v=1)} = \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{5}{6}\right) = \sin 75^\circ = 0,966.$$

Скорочення кроку можливо тільки на ціле число зубцевих поділок. Не завжди можна мати $\beta = 5/6$, тому беруть $\beta = 0,8 \div 0,86$.

При розподілі обмотки $q > 1$ та для багатьох вищих гармонік коефіцієнти розподілу зменшуються $\kappa_{pv} < \kappa_{p1}$, що призводить до значного зменшення ЕРС відповідних гармонік.

У зосереджених обмотках при $q = 1$ для всіх гармонік коефіцієнти ро-

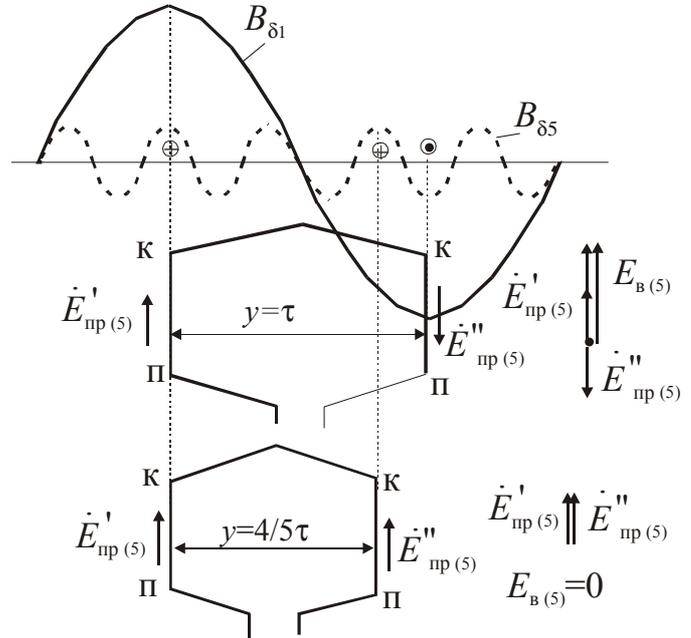


Рис. 24.7. Знищення п'ятої гармоніки ЕРС шляхом скорочення кроку обмотки

зподілу дорівнюють одиниці $\kappa_{pv} = 1$. Чим більше q , тим сильніше зменшуються коефіцієнти розподілу v -х гармонік, наприклад:

$$\text{при } q=2: \quad \kappa_{p(v=1)} = 0,966; \quad \kappa_{p(v=5)} = 0,259; \quad \kappa_{p(v=7)} = 0,259;$$

$$\text{при } q=3: \quad \kappa_{p(v=1)} = 0,96; \quad \kappa_{p(v=5)} = 0,217; \quad \kappa_{p(v=7)} = 0,177;$$

$$\text{при } q=4: \quad \kappa_{p(v=1)} = 0,958; \quad \kappa_{p(v=5)} = 0,205; \quad \kappa_{p(v=7)} = 0,158;$$

$$\text{при } q = \infty: \quad \kappa_{p(v=1)} = 0,955; \quad \kappa_{p(v=5)} = 0,191; \quad \kappa_{p(v=7)} = 0,136.$$

Це пояснюється тим, що v -ті гармонійні складові ЕРС котушок будуть зсунуті одна відносно одної на кути, в v разів більші, ніж перші гармонійні, унаслідок чого геометрична сума v -х гармонійних складових ЕРС зменшиться.

Крива результуючої ЕРС обмотки з великим q ближче до синусоїди. Звичайно вибирають $q = 2 \div 6$.

Проте існує ряд гармонік, для яких не відбувається зменшення їхньої ЕРС шляхом розподілу й скорочення обмотки.

Це гармоніки *зубцевого порядку*

$$v = v_z = k \cdot \frac{Z_1}{p} \pm 1, \quad (24.40)$$

де $k = 1, 2, 3$ і т. д.

Кут зсуву ЕРС котушок двох сусідніх пазів визначається рівністю для основної гармоніки $\alpha_1 = 2\pi \cdot p / Z_1$.

Для ЕРС від v_z гармоніки цей кут у v_z разів більший

$$\alpha_{v_z} = v_z \cdot \alpha_1 = \left(k \cdot \frac{Z_1}{p} \pm 1 \right) \cdot \frac{2\pi \cdot p}{Z_1} = 2\pi \cdot k \pm \frac{2\pi \cdot p}{Z_1} = 2\pi \cdot k \pm \alpha_1, \quad (24.41)$$

що еквівалентно куту $\pm \alpha_1$.

Таким чином, ЕРС котушок окремих пазів від v_z гармоніки поля зсунуті один відносно одного на ті самі кути, як і ЕРС від основної гармоніки поля. У зв'язку з цим коефіцієнти розподілу й скорочення для гармонік $v = 1$ та $v = v_z$ однакові:

$$\kappa_{p(v=1)} = \kappa_{p(v=v_z)}, \quad \kappa_{y(v=1)} = \kappa_{y(v=v_z)}. \quad (24.42)$$

Зменшення ЕРС вищих гармонік зубцевого порядку можливо здійсненням *скосу пазів* на роторі в асинхронних машинах та скосу полюсних наконечників у синхронних машинах. Коефіцієнт скосу для v -х гармонік визначають за виразом

$$k_{\text{СКV}} = \frac{\sin\left(v \cdot \frac{b_{\text{СК}}}{\tau_1} \cdot \frac{\pi}{2}\right)}{v \cdot \frac{b_{\text{СК}}}{\tau_1} \cdot \frac{\pi}{2}} \quad (24.43)$$

Якщо, наприклад, вибрати величину скосу $b_{\text{СК}} = 2\tau_v = 2\tau_1 / v$, то відповідно до виразу (24.43) $k_{\text{СКV}} = 0$ та ЕРС $E_{\phi v} = 0$.

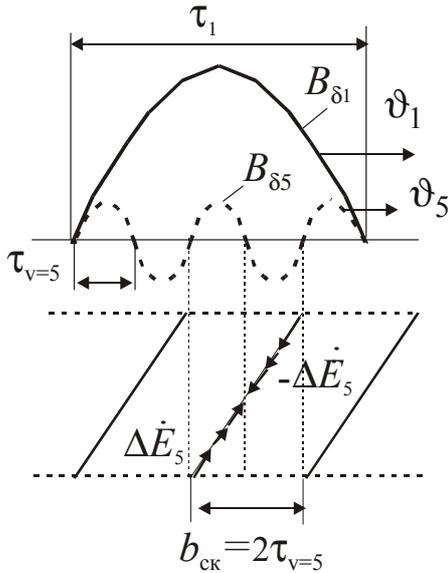


Рис. 24.8. Знищення n 'яної гармоніки ЕРС шляхом скосу провідників обмотки

Фізично це пояснюється тим, що при цьому в окремих ділянках провідника індуються однакові за величиною й протилежні за напрямком ЕРС ΔE (рис. 24.8).

Найбільш сильними є перші гармоніки зубцевого порядку (24.40) при $k = 1$.

ЕРС однієї з цих гармонік буде дорівнювати нулю, якщо взяти величину скосу

$$b_{\text{СК}} = \frac{2\tau_1}{v_z} = \frac{2p \cdot \tau_1}{Z_1 \pm p} \quad (24.44)$$

На практиці звичайно величина скосу дорівнює одному зубцевому діленню статора t_1 , якщо скіс роблять на роторі, й одному зубцевому діленню ротора t_2 , якщо скіс роблять на статорі.

Вираз (24.43) можна перетворити, якщо підставити вираз для полюсної поділки $\tau_1 = \pi \cdot D / 2p = t_1 \cdot Z_1 / 2p$

$$k_{\text{СКV}} = \frac{\sin\left(v \cdot \frac{p \cdot \pi}{Z_1} \cdot \frac{b_{\text{СК}}}{t_1}\right)}{v \cdot \frac{p \cdot \pi}{Z_1} \cdot \frac{b_{\text{СК}}}{t_1}} \quad (24.45)$$

Якщо, наприклад, $Z_1 = 24$, $2p = 4$, то номери перших зубцевих гармонік:

$$v_z = \frac{k \cdot Z_1}{p} \pm 1 = 24 / 2 \pm 1 = 11, 13.$$

При скосі пазів на величину $b_{\text{ск}} = t_1$ коефіцієнти скосу для першої та зубцевих гармонік будуть відповідно такі:

$$k_{\text{ск}(v=1)} = \frac{\sin(2\pi/24)}{2\pi/24} = \frac{12 \cdot \sin 15^\circ}{3,14} = \frac{12 \cdot 0,259}{3,14} = 0,989;$$

$$k_{\text{ск}(v=11)} = \frac{\sin(11 \cdot 2\pi/24)}{11 \cdot 2\pi/24} = \frac{12 \cdot \sin 165^\circ}{11 \cdot 3,14} = \frac{12 \cdot 0,259}{11 \cdot 3,14} = 0,089;$$

$$k_{\text{ск}(v=13)} = \frac{\sin(13 \cdot 2\pi/24)}{13 \cdot 2\pi/24} = \frac{12 \cdot \sin 195^\circ}{13 \cdot 3,14} = \frac{12 \cdot 0,259}{13 \cdot 3,14} = 0,076.$$

У наведеному прикладі ЕРС від перших зубцевих гармонік практично знищуються, а ЕРС від основної гармоніки зменшується незначно.

У трифазних обмотках наближенню кривої до синусоїди сприяє також і та обставина, що в трифазних машинах треті $v = 3$ та кратні їм гармонійні ЕРС, індуковані у всіх фазах, збігаються в часі, як у трифазному трансформаторі.

При з'єднанні обмотки статора в зірку (Y) ці гармонійні у всіх фазах мають однаковий напрямок і взаємно компенсуються, унаслідок чого в лінійних напругах вони відсутні.

При з'єднанні обмотки в трикутник (Δ) ЕРС гармонік $v = 3$ додаються, викликаючи струм третьої гармоніки, що циркулює по замкнутому контуру Δ та не виходить у зовнішню мережу. Отже, і в розглянутому випадку лінійні напруги також не містять гармонійних, кратних трьом. Проте щоб уникнути зайвого нагрівання та збільшення втрат, створюваних цими струмами, у трифазних машинах великої і середньої потужності з'єднання обмоток за схемою Δ не застосовують.

Тому при конструюванні трифазних обмоток необхідно зменшувати вищі гармоніки ЕРС, не кратні трьом.

Запитання для самоперевірки

1. Як розраховується ЕРС првідника?
2. Як враховується скіс пазів?
3. Що враховує коефіцієнт скорочення обмотки статора?
4. Як розраховується коефіцієнт розподілу обмотки статора?
5. Які гармоніки в кривій ЕРС називають зубцевими?
6. Які засоби зменшення вищих гармонік ЕРС в обмотці статора застосовують в ЕМ?
7. Яким чином можна послабити зубцеві гармоніки ЕРС в обмотці статора?

25. ОБМОТКИ МАШИН ЗМІННОГО СТРУМУ

25.1. Основні елементи та позначення обмоток

У машинах малої і середньої потужності обмотки статора виконують із круглого ізолюваного проводу. У таких машинах застосовують полузакриті пази овальної або трапецієвидної форми.

У машинах потужністю більш за 100 кВт і напругою вище за 660 В для підвищення електричної і механічної міцності ізоляції обмотки виконують із жорстких секцій, що вкладають у прямокутні пази.

Основним елементом обмотки є *виток*. Ряд послідовно з'єднаних витків утворює *секцію*, або *катушку*. Частина катушок, що розміщуються в пазах статора, називають *пазовими* або *активними*, а що розташовуються поза пазом – *лобовими* (рис. 25.1).

Ширина катушки визначається кроком обмотки – y .

Крок y задається в зубцевих поділіках.

Якщо крок обмотки дорівнює полюсній поділіці

$$y = \tau = Z_1 / 2p,$$

то обмотку називають **обмоткою з діаметральним (або повним) кроком**, а якщо $y < \tau$, то з **укороченим кроком**.

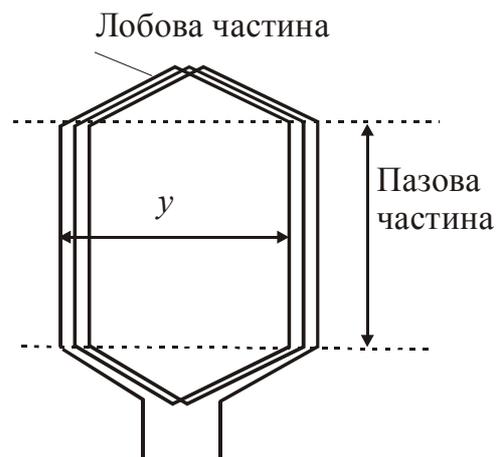


Рис. 25.1. Катушка обмотки статора

Крок обмотки може бути тільки цілим числом, тому що активні частини катушок повинні обов'язково розташовуватися в пазах.

$$\text{Звичайно} \quad y = (0,8 \div 0,86) \cdot \tau = \text{ц.ч.} \quad (25.1)$$

Відношення $\beta = y/\tau$ називають коефіцієнтом скорочення обмотки.

За розташуванням активних катушкових сторін у пазу обмотки діляться на **одношарові**, **двошарові** й **одно-двошарові**.

Якщо в пазу розміщається тільки одна активна сторона катушки, то обмотка одношарова (рис. 25.2,а), а якщо дві, то двошарова (рис. 25.2,б).

Катушки, які розташовані в сусідніх пазах, з'єднані послідовно та належать до однієї фази, утворюють **катушкову групу**. В загальному випадку

кожна фаза обмотки складається з декількох котушкових груп, з'єднаних послідовно або паралельно.

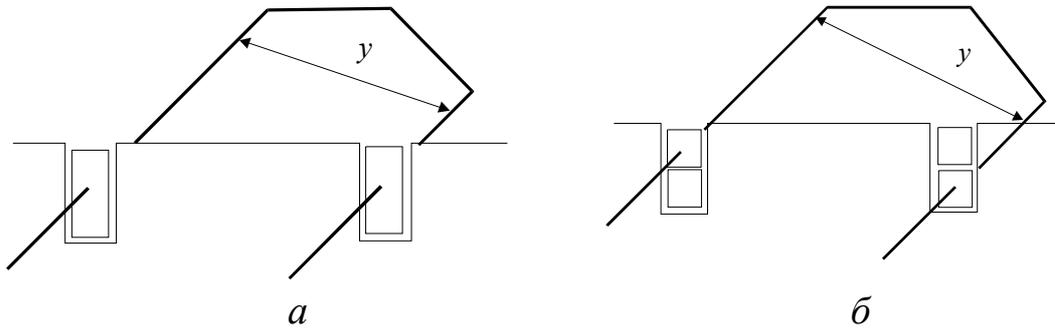


Рис. 25.2. Розташування в пазах секцій одношарової – а та двошарової – б обмоток

Сторони котушок однієї котушкової групи займають q пазів і утворюють фазну зону з кутом

$$\gamma = \frac{2\pi \cdot p \cdot q}{Z_1} \quad (25.2)$$

Число пазів на полюс і фазу обмотки

$$q = \frac{Z_1}{2p \cdot m} \quad (25.3)$$

де p і m – число пар полюсів і число фаз обмотки.

Число q може бути як цілим, так і дробовим. При $q=1$ під кожним полюсом розташовано по одній котушці кожної фази. Таку обмотку називають **зосередженою**. При $q>1$ обмотку називають **розподіленою**.

У більшості трифазних машин виводяться усі початки та кінці фаз, тобто усього шість вивідних кінців. Фази трифазної обмотки можна з'єднати між собою в «трикутник» (умовне позначення Δ) або в «зірку» (умовне позначення Y).

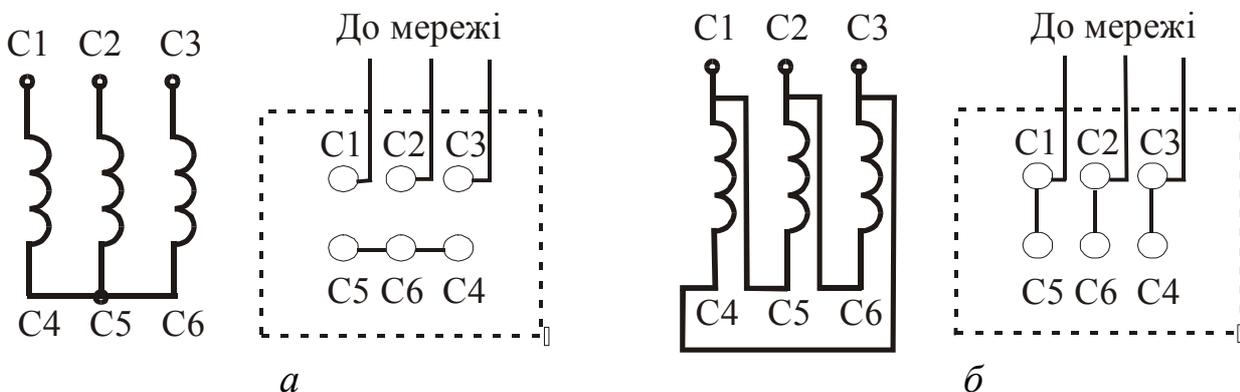


Рис. 25.3. Схеми з'єднання фаз трифазної обмотки статора

При з'єднанні в зірку (рис. 25.3,а) на кожну фазу припадає напруга в $\sqrt{3}$ разів менша, ніж напруга мережі.

При з'єднанні в трикутник (рис. 25.3,б) кожна з фаз підмикається до повної напруги мережі. Це дозволяє використовувати одну й ту ж схему при двох різних напругах мережі.

Тому номінальна напруга трифазних машин позначається двома цифрами, наприклад 220/380 В або 380/660 В.

У двофазних і однофазних машинах виводяться початки та кінці обох фаз – головної та допоміжної.

Позначення у всіх машинах наносяться безпосередньо на виводи обмоток.

У малих машинах, у яких літерні позначення вивідних кінців ускладнені через відсутність місця, допускається робити кольорові виводи (табл. 25.1).

Таблиця 25.1

Позначення виводів обмоток машин змінного струму

Вид обмотки	Назва виводів	Позначення виводів			
		Літерне		Кольорове	
		початок	кінець	початок	кінець
Трифазна обмотка статора	Перша фаза	C1	C4	Жовтий	Жовтий з чорним
	Друга фаза	C2	C5	Зелений	Зелений з чорним
	Третя фаза	C3	C6	Червоний	Червоний з чорним
Двофазна обмотка статора	Головна обмотка	C1	C2	Червоний	Червоний з чорним
	Допоміжна обмотка	B1	B2	Синій	Синій з чорним
	Спільна точка	0	-	-	Чорний
Обмотка фазного ротора АМ	Перша фаза	P1	—	—	—
	Друга фаза	P2			
	Третя фаза	P3			
	Нульова точка	0			

25.2. Формування обмоток за допомогою числових рядів

Числовим рядом обмотки називається послідовність чисел, що визначають розподіл її елементів (котушок, котушкових груп) за фазами та полюсами. Фаза зона трифазних обмоток ($m = 3$) звичайно займає дугу кола статора, що дорівнює

$$\frac{\pi \cdot D}{2p \cdot m} = \frac{\tau}{m} = \frac{2\pi}{6} = 60 \text{ ел. град.}$$

Такі обмотки називають **шестизонними**. Чергування фаз у сусідніх фазних зонах визначається послідовністю **А, С', В, А', С, В'** відповідно до векторної діаграми результуючих ЕРС котушок фазних зон обмотки (рис. 25.4,а).

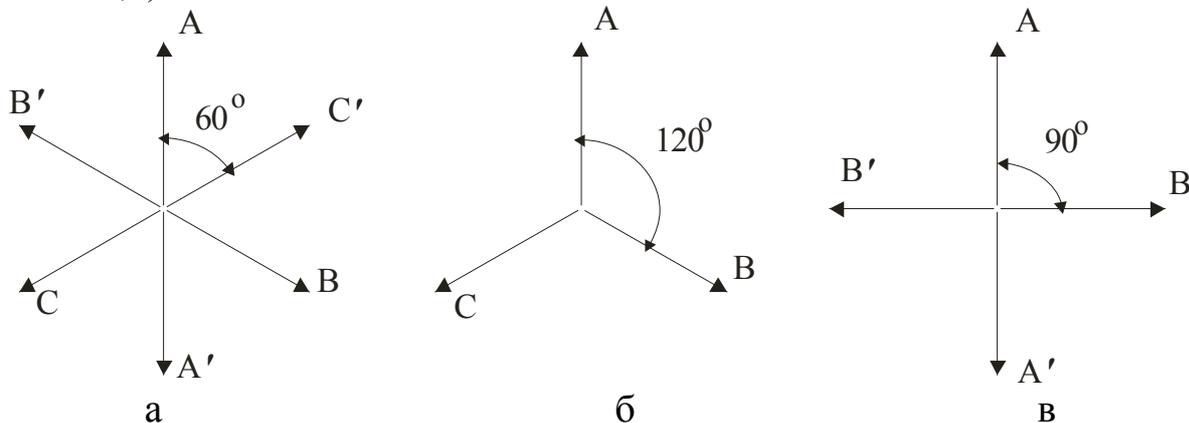


Рис. 25.4. Векторні діаграми результуючих ЕРС фазних зон обмотки:
а – трифазні шестизонні; б – трифазні тризонні; в – двофазні

У шестизонних обмотках число пазів на полюс і фазу визначається за виразом

$$q = \frac{Z_1}{2p \cdot m}. \quad (25.4)$$

Ця величина визначає також число котушок у котушковій групі. При цілому числі q всі котушкові групи однакові та містять однакове число котушок. Числовий ряд обмотки складається з однакових цифр, що дорівнюють q . Число членів числового ряду дорівнює $2p \cdot m$.

При дробовому числі q котушкові групи утримують різне число котушок і числовий ряд складається з ряду різних цифр залежно від величини дробу.

У ряді випадків застосовують обмотки, у яких фазна зона займає дугу

$$2\tau/m = 2\pi/3 = 120 \text{ ел. град.}$$

Такі обмотки називають **тризонними**. Послідовність фаз у сусідніх фазних зонах визначається: **А, В, С** (рис. 25.4,б). У тризонних обмотках число пазів на полюс і фазу визначається за виразом

$$q = \frac{Z_1}{p \cdot m}. \quad (25.5)$$

Для трифазних двигунів найвигіднішими є шестизонні обмотки, тому що при однаковому числі пазів у машині ефективно число витків у фазі такої обмотки збільшується у 1,5 рази порівняно з тризонною обмоткою.

У *двофазних обмотках* ($m = 2$) послідовність фаз у сусідніх фазних зонах визначається: **A, B, A', B'** (рис. 25.4,в).

Формування розподілів активних котушкових сторін (АКС) обмотки за допомогою числових рядів слід здійснювати в такій послідовності:

- за заданими значеннями Z_1, p, m визначають число пазів на полюс і фазу q ;
- записують числовий ряд обмотки, що складається з $2pm$ однакових цифр, що дорівнюють q при цілому його числі;
- під кожною цифрою числового ряду вказують фазу відповідно до послідовності чергування фазних зон.

Приклад 25.1

Розглянемо формування шестизонної трифазної обмотки $m = 3$ із числом полюсів $2p = 2$ у числі пазів статора $Z_1 = 12$:

- число пазів на полюс і фазу: $q = Z_1 / 2pm = 12 / (2 \cdot 3) = 2$;
- числовий ряд: 2, 2, 2, 2, 2, 2;
- послідовність фаз: A, C', B, A', C, B'.

Розподіл активних котушкових сторін (АКС) обмотки по пазах і фазних зонах зобразимо у вигляді табл. 25.2, де кожній фазній зоні належить по два пази відповідно до числового ряду. Номери АКС збігаються з номерами пазів.

Таблиця 25.2

Розподіл пазів по фазних зонах ($Z_1 = 12, 2p = 2, m = 3$)

Номери АКС (номери Z_1)	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Фазна зона	A		C'		B		A'		C		B'	

Для наочності зображення поверхню статора разом із пазами й обмоткою розгортають у площину. Провідники, що лежать в одному пази, зображують у вигляді прямих ліній. На рис. 25.5 відповідно до табл. 25.2 зображені в розгорнутому вигляді лінії пазів, написані їхні номери та розмічені фазні зони. Всі пази розділені на дві частини, тому що $2p = 2$ і полюсна поділлка дорівнює

$$\tau = Z_1 / 2p = 12 / 2 = 6.$$

Полярності полюсів сусідніх полюсних поділок протилежні. Стрілками показані напрямки миттєвих значень ЕРС або струмів. Напрямки стрі-

лок у межах одної полюсної поділки τ на всіх пазових лініях однакові та змінюються при переході до наступної полюсної поділки.

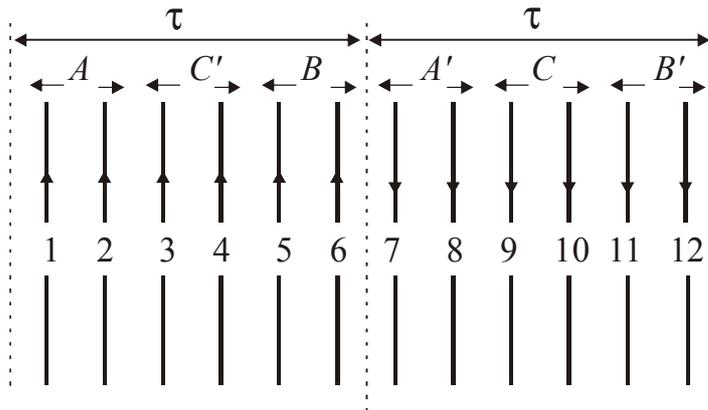


Рис. 25.5. Розподіл пазів по фазних зонах ($Z_1 = 12, 2p = 2$)

На кожній полюсній поділці розташовується однакова кількість АКС усіх трьох фаз.

Цей розподіл струмів в активних частинах обмотки характерний для одношарових обмоток, хоча обмотка може бути виконана і двошаровою.

На рис. 25.6 зображена векторна діаграма пазових ЕРС обмотки, на котрій також відзначені фазні зони. Кут зсуву між ЕРС сусідніх пазів визначається за виразом

$$\alpha_1 = 360 \cdot p / Z_1 = 360 \cdot 1 / 12 = 30 \text{ ел. град.} \quad (25.6)$$

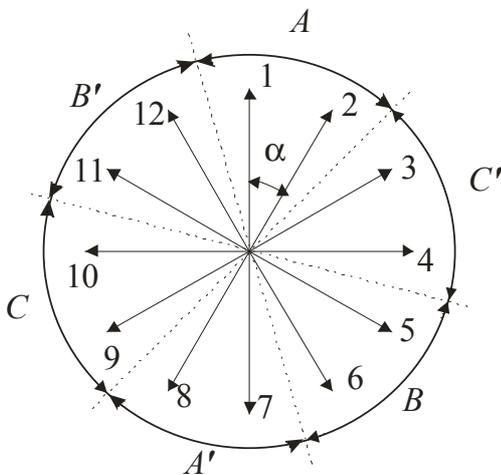


Рис. 25.6. Векторна діаграма пазових ЕРС ($Z_1 = 12, 2p = 2$)

При виконанні обмотки провідники (АКС), що лежать у різних пазах, з'єднують між собою в котушки та котушкові групи так, щоб індуковані в них ЕРС додавалися.

Дані табл. 25.2 та векторної діаграми рис. 25.6 дозволяють зобразити схему з'єднання АКС обмотки в межах кожної фази (рис. 25.7).

При цьому необхідно пам'ятати, що напрямки ЕРС для фазних зон із штрихами має зсув 180° (рис. 25.6).

Для того щоб ЕРС у межах кожної фази додавалися, необхідно поміняти напрямки вмикання АКС, що знаходяться у фазних зонах із штрихами.

Таким чином, у фазу **А** входять АКС із номерами: **1, 2, -7, -8;**

у фазу **В**: **5, 6, -11, -12;** у фазу **С**: **9, 10, -3, -4,**

де знак «-» означає зустрічне з'єднання АКС обмотки.

Схема з'єднання АКС для даної обмотки показана на рис. 25.7.

На цій схемі АКС, що належать до одної фазної зони, показані прямокутниками з умовним позначенням їхніх **початків (п)** та **кінців (к)**.

У середині прямокутників записані номери АКС.

Активні котушкові сторони обмотки, які розташовані на відстані τ в межах однієї фази, можна об'єднати в котушки та котушкові групи одношарової обмотки.

Від того, у якій спосіб з'єднані АКС у лобових частинах, залежить конструкція одношарових обмоток.

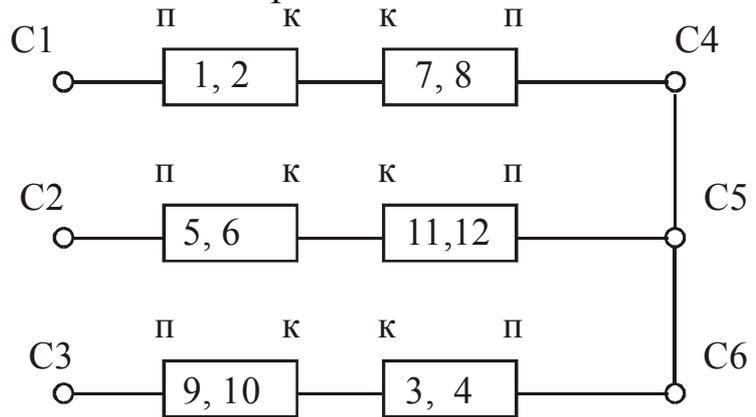


Рис. 25.7. Схема з'єднання АКС обмотки ($Z_1 = 12, 2p = 2$)

Приклад 25. 2

Розглянемо формування шестизонної трифазної обмотки $m = 3$ із числом полюсів $2p = 6$ у числі пазів статора $Z_1 = 18$:

– число пазів на полюс і фазу: $q = Z_1 / 2pt = 18 / (6 \cdot 3) = 1$;

– числовий ряд: 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1;

– фазні зони: А С' В А' С В' А С' В А' С В' А С' В А' С В'.

Числовий ряд можна записувати тільки на періоді повторення обмотки. Число періодів повторення обмотки (T) дорівнює числу пар полюсів.

У даному прикладі $T = p = 3$.

Число пазів на періоді повторення обмотки

$$Z_T = Z_1 / p = 18 / 3 = 6. \tag{25.7}$$

Розподіл активних котушкових сторін (АКС) обмотки по пазах і фазних зонах наведений у табл. 25.3, де кожній фазній зоні належить по одному пазу відповідно до числового ряду.

Така обмотка з $q = 1$ називається зосередженою і має коефіцієнт розподілу $k_p = 1$.

Таблица 25.3

Розподіл пазів за фазними зонами ($Z_1 = 18, 2p = 6$)

Номери АКС	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
Фазні зони	А	С'	В	А'	С	В'	А	С'	В	А'	С	В'	А	С'	В	А'	С	В'

Векторна діаграма пазових ЕРС наведена на рис. 25.8. Кут: $\alpha_1 = 360 \cdot p / Z_1 = 360 \cdot 3 / 18 = 60$ ел. град. У цій обмотці під кожним полюсом розташовано тільки по одній АКС кожної фази (рис. 25.9).

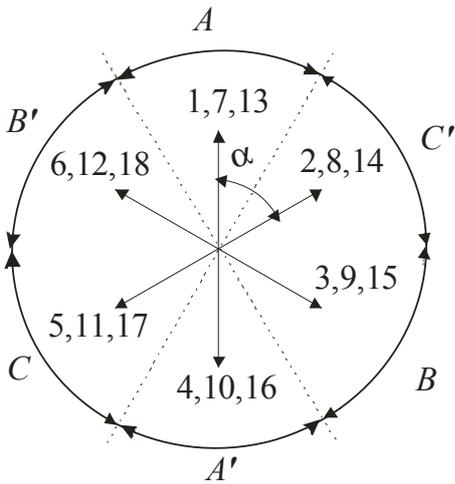


Рис. 25.8. Векторна діаграма пазових ЕРС ($Z_1 = 18, 2p = 6, m = 3$)

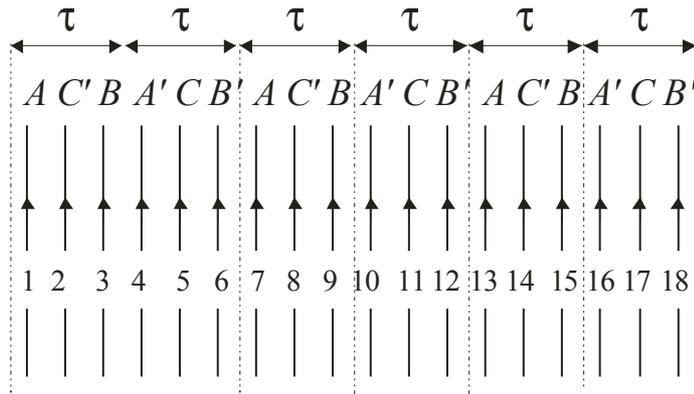


Рис. 25.9. Розподіл пазів по фазних зонах обмотки $Z_1 = 18, 2p = 6, m = 3$

Ця обмотка може бути здійснена також як в одношаровому, так і в двошаровому виконанні. Спочатку розглянемо деякі найбільш поширені види одношарових обмоток.

25.3. Одношарові обмотки

Одношарові обмотки найбільш придатні для механізованої укладки. Проте застосування їх призводить до збільшеної витрати обмоткового проводу через значну довжину лобових частин. Крім того, у таких обмотках не є можливим виконати скорочення кроку, що призводить до погіршення форми магнітного поля в повітряному зазорі, збільшення додаткових втрат, виникнення провалів у механічній характеристиці і підвищенню шуму. Частіш за все використовуються **концентричні** та **шаблонові** обмотки. Одношарові обмотки однакові в електричному та магнітному відношенні і різняться тільки за формою лобових частин котушок.

25.3.1. Одношарові концентричні обмотки

Концентричні обмотки підрозділяються на **двоплощинні** та **триплощинні**. Котушки кожної котушкової групи охоплюють одна одну, тобто є концентричними. Кількість груп у кожній фазі дорівнює числу пар полюсів обмотки p .

Котушки, що утворюють кожну котушкову групу, мають різну ширину (крок), тому що більші котушки охоплюють менші. Пересічні лобові частини обмотки необхідно розташовувати в різних площинах.

У двоплощинній обмотці доводиться виготовляти котушкові групи двоякої форми, що умовно можна назвати «малими» та «великими» (рис. 25.10).

При парному числі пар полюсів ($p = 2, 4, 6$ і т.і.) половина котушкових груп має довгі лобові частини, що розташовуються в одній площині, а друга половина – короткі лобові частини, що розташовуються в другій площині.

При непарному числі пар полюсів обмотка кожної фази утворює непарне число котушкових груп. У цьому випадку (крім $p = 1$) одну з котушкових груп роблять вигнутою, тобто її сторони мають різну довжину та лежать в різних площинах. Таку котушкову групу називають «кривою».

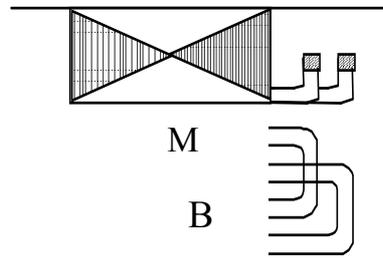


Рис. 25.10. Розташування лобових частин котушок двоплощинної концентричної обмотки ($q = 2$)

Приклад 25.3

Число пазів статора $Z_1 = 24$, число полюсів $2p = 4$, $m = 3$.

Визначаємо:

- число пазів на полюс і фазу: $q = Z_1 / 2pt = 24 / (4 \cdot 3) = 2$;
- число пазів на періоді повторення обмотки: $Z_T = Z_1 / p = 24 / 2 = 12$;
- числовий ряд для періоду повторення: 2, 2, 2, 2, 2, 2;
- послідовність фаз: А, С', В, А', С, В'.

Розподіл активних котушкових сторін (АКС) обмотки за пазами і фазними зонами наведений у табл. 25.4.

Таблиця 25.4

Розподіл пазів за фазними зонами ($Z_1 = 24$, $2p = 4$, $m = 3$)

Z_1	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
ФЗ	А	С'	В	А'	С	В'	А	С'	В	А'	С	В'	А	С'	В	А'	С	В'	А	С'	В	А'	С	В'

За табл. 25.4 спочатку створена схема з'єднання АКС обмотки (рис. 25.11). За цією схемою можна сконструювати концентричну двоплощинну обмотку, схема-розгортка якої наведена на рис. 25.12.

Котушки кожної фази утворені шляхом з'єднання між собою АКС, розташованих у пазах, що мають маркірування (А, В, С,) і (А', В', С') відповідно. У цьому випадку ЕРС провідників котушки будуть підсумовуватися.

Наприклад, перша котушкова група фази А утворюється шляхом з'єднання АКС 1-го паза (А) з АКС 8-го паза (А') (велика котушка) та шляхом з'єднання АКС 2-го паза (А) з АКС 7-го паза (А') (мала котушка) і т. д. (рис. 25.11, 25.12).

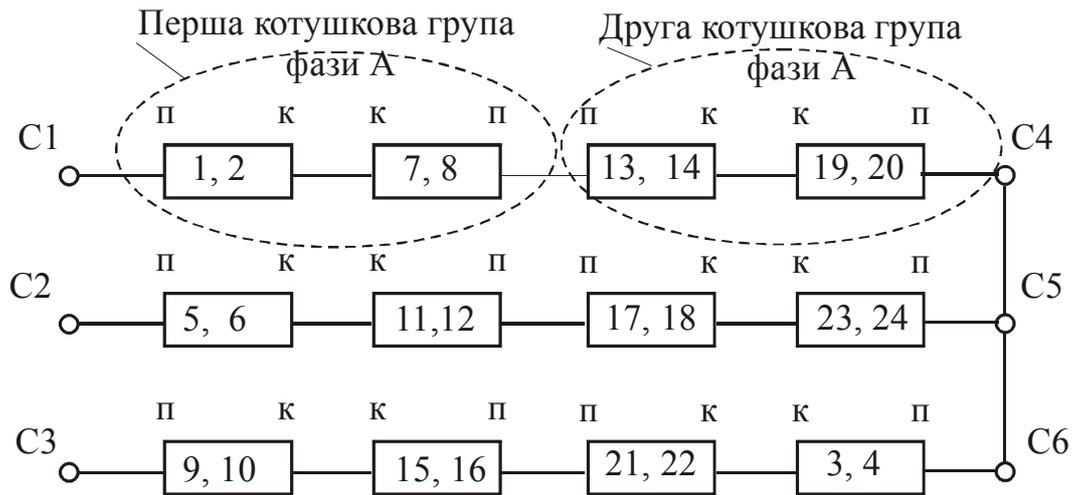


Рис. 25.11. Схема з'єднання АКС обмотки ($Z_1 = 24$, $2p = 4$)

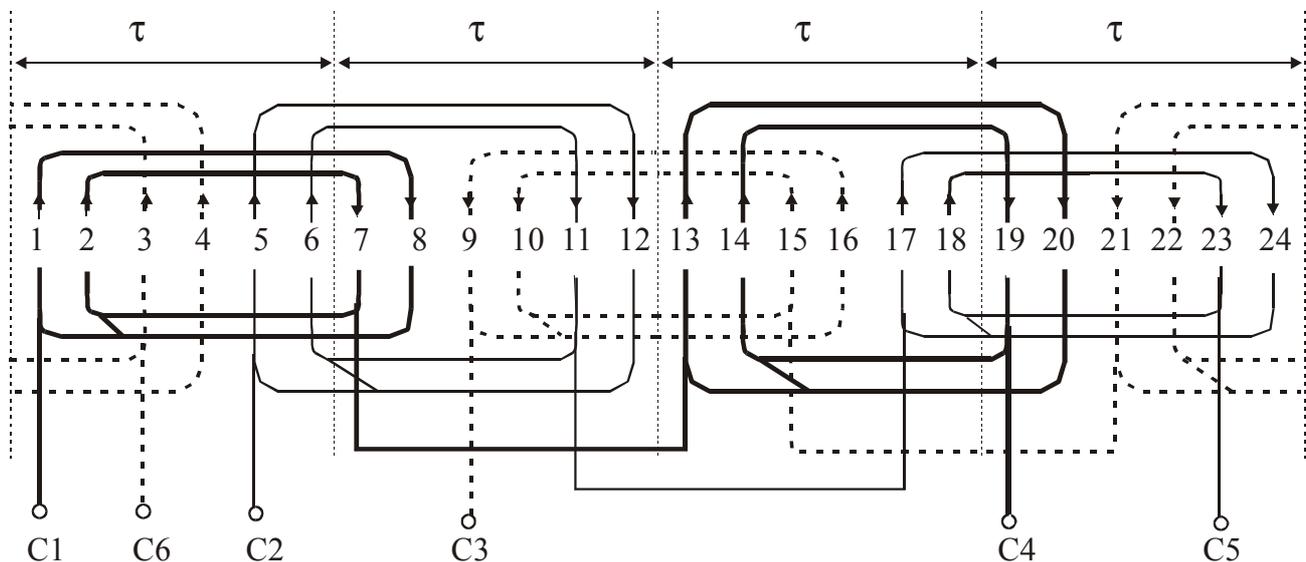


Рис. 25.12. Схема-розгортка одношарової концентричної двофлюксної обмотки ($Z_1 = 24$, $2p = 4$)

Котушкові групи з'єднані між собою послідовно, створюючи фази обмотки. Для того щоб активні й індуктивні опори фаз обмотки були однакові, кожна фаза повинна мати однакове число великих та малих котушок.

На рис. 25.13 зображена векторна діаграма пазових ЕРС обмотки. Кут $\alpha_1 = 360 \cdot p / Z_1 = 360 \cdot 2 / 24 = 30$ ел. град.

Відповідно до схеми з'єднання АКС обмотки (рис. 25.11) на рис. 25.14 побудована векторна діаграма ЕРС фаз. З рис. 25.14 видно, що результуючі ЕРС усіх фаз рівні за величиною, а осі фаз зсунуті на 120 електричних градусів.

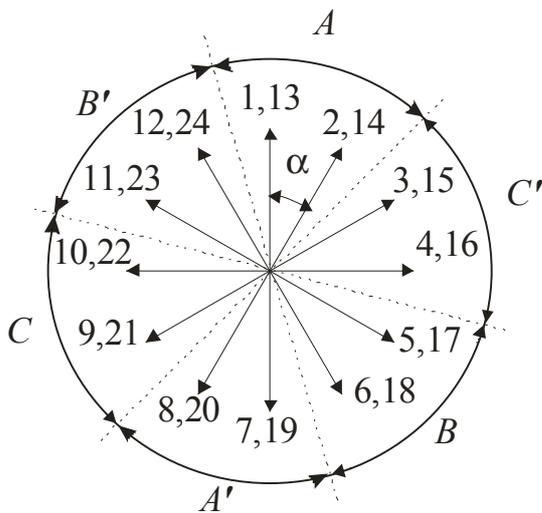


Рис. 25.13. Векторна діаграма назових ЕРС ($Z_1 = 24, 2p = 4$)

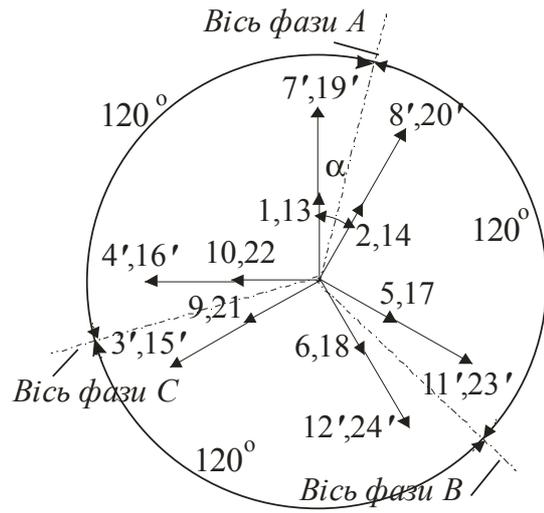


Рис. 25.14. Векторна діаграма ЕРС фаз ($Z_1 = 24, 2p = 4$)

Початки фаз обмотки вибрані таким чином, щоб утворився зсув між ЕРС фаз на 120 електричних градусів. Якщо початок фази А (позначення С1) збігається з початком 1-ї котушки, то початок фази В (С2) повинний знаходитися в 5-му пазу, а початок фази С (С3) — у 9-му пазу.

Кінці фаз обмоток С4 (19-й паз), С5 (23-й паз), С6 (3-й паз) також зсунуті на кут 120 електричних градусів, що відповідає векторній діаграмі (рис. 25.14).

Кожна котушкова група складається з двох котушок: великої із кроком $y_1 = 7$ та малої із кроком $y_2 = 5$.

Середній крок обмотки (рис. 25.12) дорівнює полюсній поділці τ

$$y_1 = 8 - 1 = 7; \quad y_2 = 7 - 2 = 5;$$

$$y_{\text{ср}} = \frac{y_1 + y_2}{q} = \frac{7 + 5}{2} = 6 = \tau.$$

В електромагнітному відношенні концентричні обмотки еквівалентні обмоткам з повним кроком ($\beta = 1$).

Через це в таких обмотках для всіх гармонік ЕРС коефіцієнти скорочення кроку $k_{\text{ув}} = 1$, унаслідок чого зменшення ЕРС вищих гармонік за рахунок скорочення кроку не відбувається.

Схему-розгортку обмотки за прикладом 25.2 із непарним числом пар полюсів ($p = 3$) можна виконати у вигляді одношарової двоплощинної (рис. 25.15). Тут кожна котушкова група складається з однієї котушки ($q = 1$). Так як кожна фаза містить непарне число котушкових груп, то одна котушкова група виконується «кривою». У даному прикладі така котушка лежить у 3-му та 6-му пазах і належить до фази В.

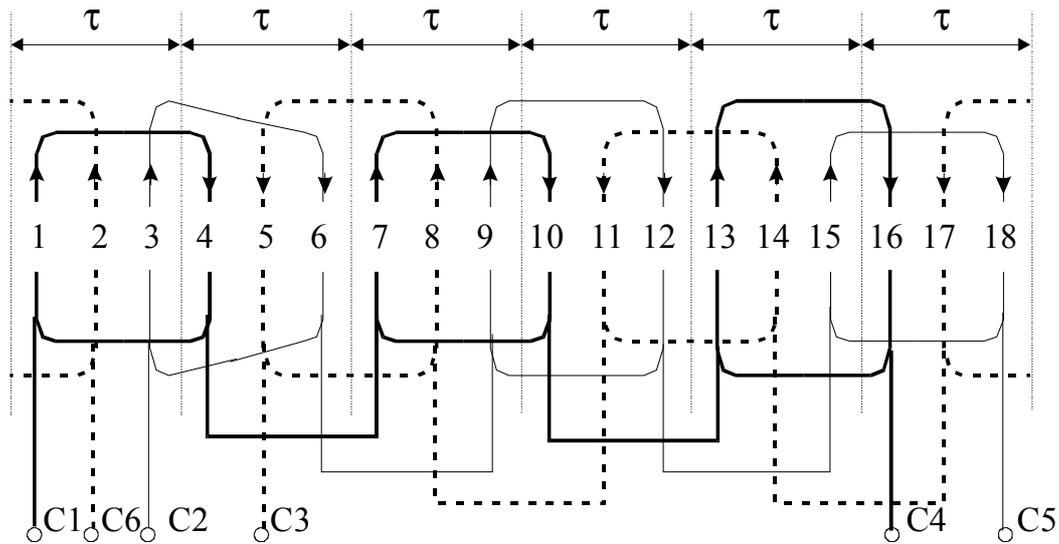


Рис. 25.15. Схема-розгортка одношарової двошарової обмотки (приклад 25.2, $Z_1 = 18, 2p = 6$)

У тришаровій концентричній обмотці лобові частини розташовують у трьох площинах (для кожної фази своя площина).

Для прикладу 25.1 схема-розгортка обмотки зображена на рис. 25.16 у вигляді концентричної тришарової обмотки.

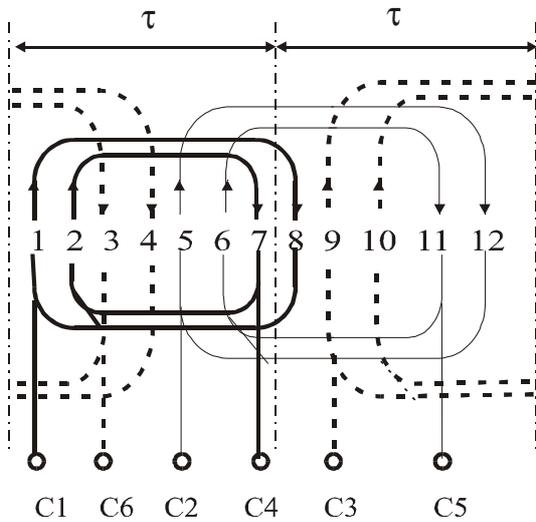


Рис. 25.16. Схема-розгортка тришарової концентричної обмотки ($Z_1 = 12, 2p = 2$)

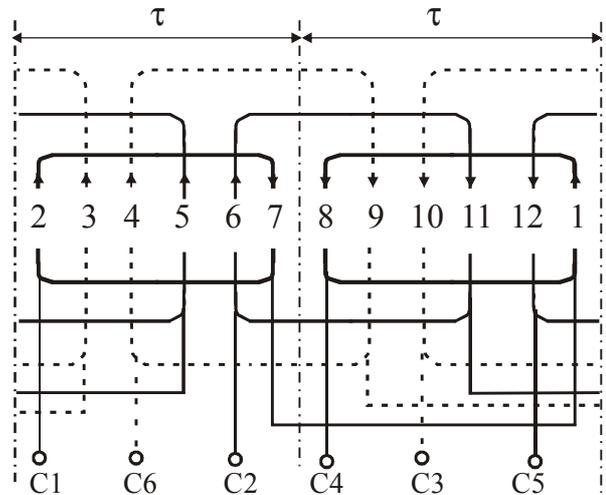


Рис. 25.17. Схема-розгортка одношарової тришарової обмотки «врозвал» ($Z_1 = 12, 2p = 2$)

Кожна фаза цієї обмотки містить по одній котушковій групі. Тут середній крок обмотки дорівнює діаметральному

$$y_{\text{ср}} = \frac{y_1 + y_2}{q} = \frac{7 + 5}{2} = 6 = \tau.$$

Кожну фазу обмотки на рис. 25.16 можна виконати з однакових котушок із кроком $y = 5$ (рис. 25.17). АКС обмотки лежать у тих же пазах, тільки змінено відгин лобових частин зовнішніх котушок.

Середній крок обмотки при цьому зменшується, а в електромагнітному відношенні обмотка «врозвал», як і раніше, еквівалентна обмотці з діаметральним кроком.

25.3.2. Одношарові шаблонні обмотки

Шаблонні обмотки мають котушки однакової ширини та форми, що намотуються на одному шаблоні. Для зручності укладки котушки шаблонних обмоток мають форму трапеції.

Шаблонні обмотки підрозділяються на такі типи:

- проста шаблонна обмотка;
- шаблонна обмотка «врозвал»;
- ланцюгова обмотка.

Схема - розгортка простої шаблонної обмотки виконана на рис. 25.18 для прикладу 25.1 ($Z_1 = 12, 2p = 2$).

У цій обмотці лобові частини всієї котушкової групи при виході з пазів відгинаються в один бік і крок обмотки є повним ($y = \tau = 6$).

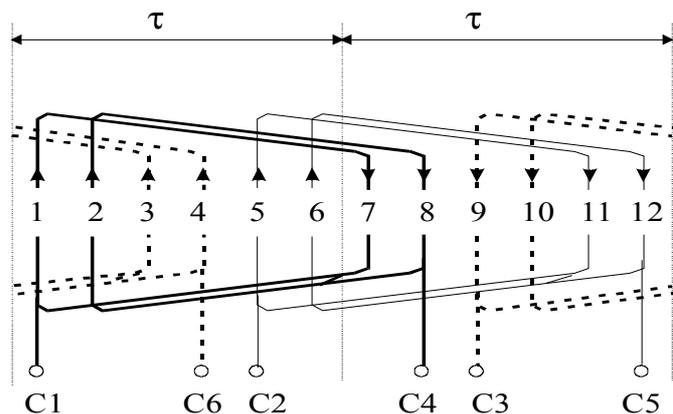


Рис. 25.18. Схема-розгортка простої шаблонної обмотки ($Z_1 = 12, 2p = 2$)

У шаблонної обмотки «врозвал» котушкова група при виході з пазів поділяється на дві половини, лобові частини яких відігнуті в різні боки. При цьому q повинно бути парним числом. У різні боки відгинають половину ($q/2$) котушок котушкової групи.

Приклад 25.4

Число пазів статора $Z_1 = 24$, число полюсів $2p = 2, m = 3$.

Визначаємо:

- число пазів на полюс і фазу: $q = Z_1 / (2p \cdot m) = 24 / (2 \cdot 3) = 4$;
- числовий ряд: 4, 4, 4, 4, 4, 4;
- послідовність фаз: А, С', В, А', С, В'.

Розподіл активних котушкових сторін (АКС) обмотки за пазами і фазними зонами наведений у табл. 25.5.

Таблиця 25.5

Розподіл пазів за фазними зонами $Z_1 = 24, 2p = 2, m = 3$

Z_1	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
ΦZ	A				C'				B				A'				C				B'			

За табл. 25.5 можна сформувати шаблонуву обмотку «врозвал» із кроком котушок $y=10$ (рис. 25.19), еквівалентну в електромагнітному відношенні обмотці з повним кроком.

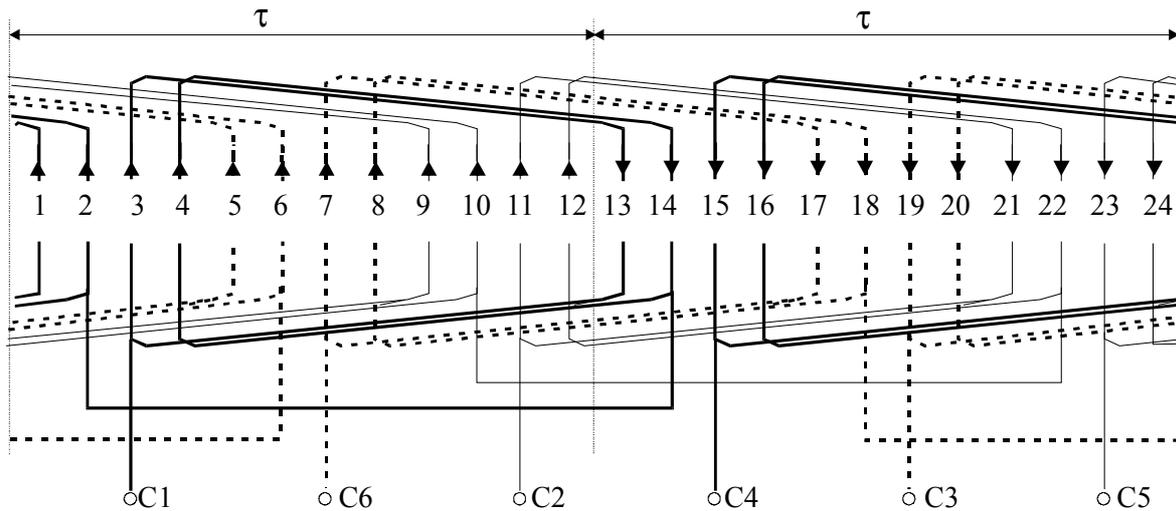


Рис. 25.19. Схема-розгортка шаблонуву обмотки «врозвал» ($Z_1 = 24, 2p = 2, m = 3$)

При непарному кроці «у» обмотка виконується з розвалом кожної секції. Таку обмотку називають **ланцюговою**.

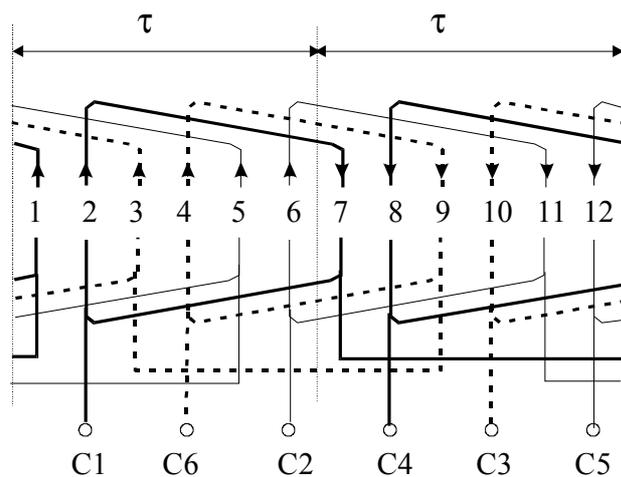


Рис. 25.20. Схема-розгортка ланцюгової обмотки ($Z_1 = 12, 2p = 2, q = 2$)

Ланцюгова обмотка може бути виконана як при парному, так і при непарному q . Причому **крок по пазах повинен бути непарним**, тому що одна сторона кожної котушки лежить у парному пази, інша – у непарному.

На рис. 25.20 для обмотки за прикладом 25.1 показана схема-розгортка ланцюгової обмотки.

Крок котушок, що входять у котушкову групу, зменшився до $y = 5$.

Але в електромагнітному відношенні ця обмотка еквівалентна обмотці

з повним кроком.

Крок котушок ланцюгової обмотки може дорівнювати полюсній поділі τ тільки при непарному q . Шаблонові обмотки можна виконувати з числом паралельних гілок $a = p$, а ланцюгові обмотки з парним q – з $a = 2p$.

Концентричні обмотки також допускають утворення $a = p$ паралельних гілок. Проте активні й індуктивні опори гілок будуть розрізнятися за величиною в зв'язку з неоднаковими довжинами котушок і особливо у зв'язку з різним положенням їхніх лобових частин відносно осердя. Тому може виникнути неоднакове навантаження гілок і з'явиться зрівняльний струм.

Головна перевага концентричних обмоток – це можливість застосування верстатної (механізованої) укладки, що обумовило їхнє використання в АД потужністю до 20 кВт.

Недолік – наявність котушок різних розмірів, що ускладнює ручне виготовлення. Цій недолік усувається в шаблових обмотках. Недолік одношарових обмоток полягає ще й в тому, що скорочення кроку в цих обмотках впливає тільки на витрату міді, але не впливає на криву розподілу МРС (розподіл фазних зон залишається незмінним, крім деяких шаблових обмоток), тобто її робочі властивості не поліпшуються.

25.4. Двошарові обмотки

25.4.1. Двошарові обмотки з цілим q

Застосування двошарових обмоток обумовлено:

- прагненням до підвищення продуктивності праці, спрощення технології внаслідок однакового розміру секцій;
- можливістю їхнього виготовлення з укороченим кроком, що важливо для одержання синусоїдальної ЕРС;
- одержання економії матеріалу обмоток.

У двошарових обмотках одна сторона секції (верхня) розташовується у верхньому шарі паза (рис. 25.2,б), інша (нижня) – у нижньому шарі паза, розташованого на відстані кроку (y) обмотки. Скорочення кроку двошарової обмотки $\beta = y / \tau$ знаходиться в діапазоні $\beta = (0,8 \dots 0,85) \cdot \tau$.

Приклад 25.5

Розглянемо побудову схеми-розгортки двошарової обмотки для прикладу 25.1: $Z_1 = 12$, $2p = 2$, $m = 3$.

Виберемо крок обмотки $y = 5$.

З урахуванням значення кроку $y = 5$ побудуємо табл. 25.6 розподілу фазних зон у верхньому і нижньому шарах обмотки.

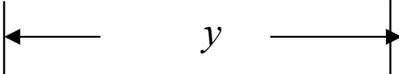
АКС нижніх сторін секцій належать до фазних зон верхніх АКС з урахуванням зсуву на 180 електричних градусів, тобто якщо верхня АКС першої секції (1-й паз) належить до фазної зони А, то нижня сторона, зсунута на величину кроку $y = 5$ (6-й паз), належить до фазної зони А' і т. д.

Таблиця 25.6

Розподіл пазів за фазними зонами двошарової обмотки

$$Z_1 = 12, \quad 2p = 2, \quad m = 3$$

Номери АКС (Z_1)	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
ФЗ верхнього шару	А		С'		В		А'		С		В'	
ФЗ нижнього шару	А	С'		В		А'		С		В'		А



Таким чином, двошарову обмотку можна представити як дві одношарові обмотки, зсунуті уздовж розточки статора на величину кроку.

На рис. 25.21 показані схеми з'єднання котушкових груп розглянутої обмотки окремо для фаз А (а), В (б), С (в).

Суцільними лініями показані верхні шари паза (верхні АКС), пунктирними – нижні шари паза (нижні АКС). Схема-розгортка обмотки будується з урахуванням зсуву початків фаз на кут 120 електричних градусів, їх розташовують у верхніх сторонах таких секцій:

$$C1 \Rightarrow 1, \quad C2 \Rightarrow 5, \quad C3 \Rightarrow 9.$$

Кінці фаз також повинні бути зсунуті на кут 120 електричних градусів і розташовані відповідно в пазах:

$$C4 \Rightarrow 7, \quad C5 \Rightarrow 11, \quad C6 \Rightarrow 3.$$

При кроці $y < \tau$ зірка пазових ЕРС будується або тільки для верхніх (рис. 25.6), або тільки для нижніх АКС.

З'єднання котушкових груп кожної фази обмотки відповідає схемі на рис. 25.7 із числом паралельних гілок обмотки $a = 1$.

За потреби виконати обмотку з числом паралельних гілок $a > 1$ необхідно пам'ятати, що паралельно можна з'єднати секції, вектори ЕРС яких мають зсув, що дорівнює 0 або 180 електричних градусів.

Число паралельних гілок у двошаровій обмотці завжди кратне числу полюсів машини.

Можливе число паралельних гілок можна визначити з умови

$$2p/a = \text{цілому числу.} \quad (25.8)$$

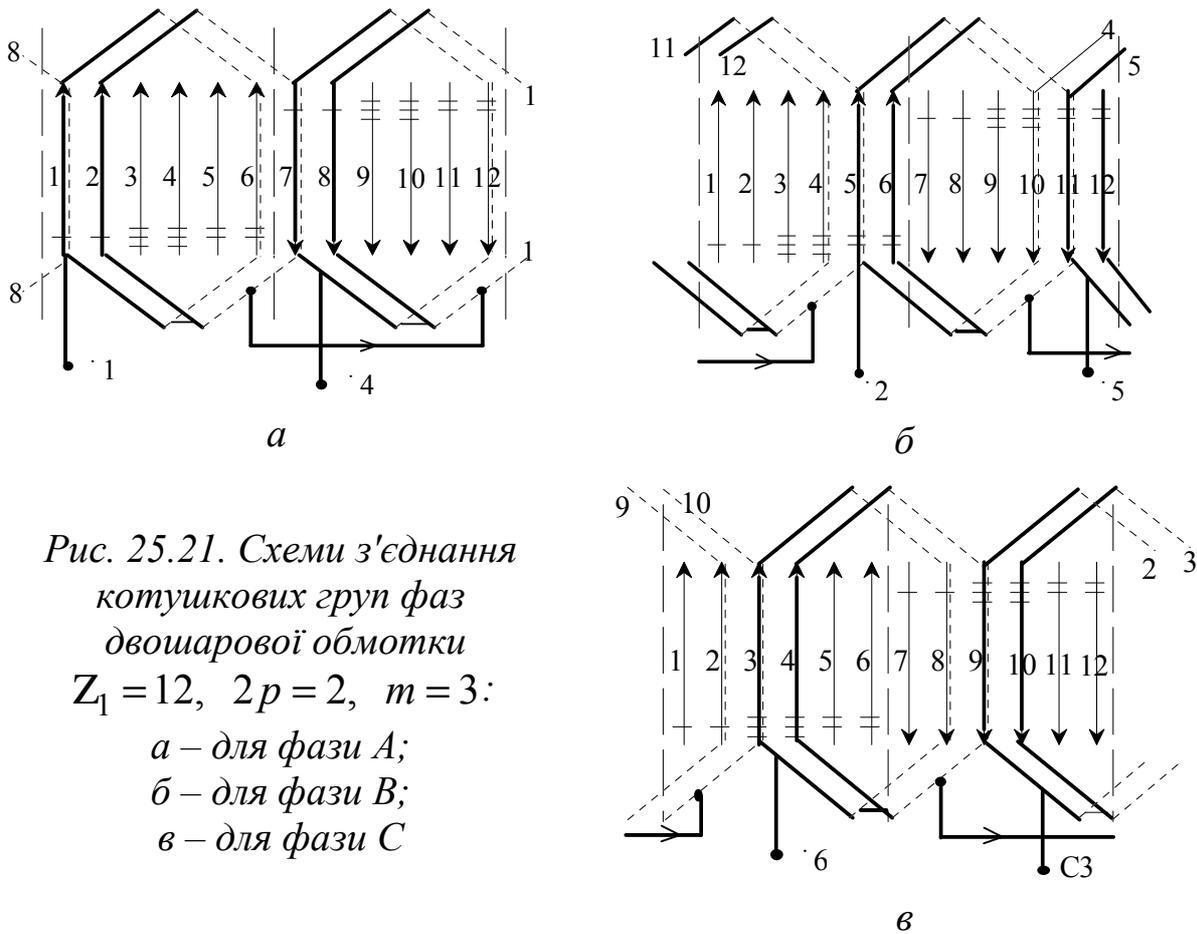


Рис. 25.21. Схеми з'єднання котушкових груп фаз двошарової обмотки $Z_1 = 12, 2p = 2, m = 3$:
 а – для фази А;
 б – для фази В;
 в – для фази С

Найбільш можливе число паралельних гілок двошарової обмотки

$$a_{\max} = 2p. \tag{25.9}$$

Виходячи з цього, розглянуту схему можна з'єднати з $a = 2$.

Схема з'єднання котушкових груп обмотки з $a = 2$ показана на рис. 25.22.

Кожна котушкова група позначена прямокутником із номерами АКС, що лежать у верхньому шарі паза, відповідно до табл. 25.6.

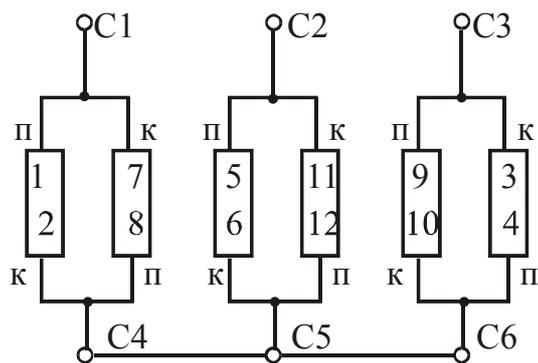


Рис. 25.22. Схема з'єднання котушкових груп двошарової обмотки з $a = 2$ ($Z_1 = 12, 2p = 2$)

25.4.2. Двошарові обмотки з дробовим q

У потужних багатополюсних синхронних генераторах практично неможливо виконати обмотку з цілим q , тому що при цьому треба мати ве-

лике число пазів на статорі. В асинхронних машинах такі обмотки застосовуються, коли при виготовленні пластин осердя двигунів із різноманітним числом полюсів використовується один штамп.

Обмотки з дробовим q можуть бути з'єднані в симетричні схеми. Для цього їхні котушкові групи (великі та малі) формують не з однакового числа котушок, що дорівнює числу q , а з різного. Причому число котушок у великих та малих котушкових групах відрізняється на одиницю.

Послідовність великих та малих котушкових груп повторюється (період повторення числового ряду). Послідовність великих та малих котушкових груп у періоді повторення записується рядом цифр, тобто спочатку складається числовий ряд періоду повторення, а потім повний числовий ряд для всієї обмотки. Кожна цифра числового ряду дорівнює числу котушок у наступній котушковій групі, а сукупна сума цифр дорівнює числу всіх котушок обмотки.

Для упорядкування числового ряду обмотки дробове число q записують у вигляді неправильного дробу

$$q = \frac{Z_1}{2pt} = A \frac{c}{d} = \frac{A \cdot d + c}{d}, \quad (25.10)$$

де A – ціла частина числа q ; c – чисельник; d – знаменник дробової частини числа q ; $(A \cdot d + c)$ – чисельник неправильного дробу.

Число пазів у періоді повторення числового ряду дорівнює $Z_{\text{повт}} = Ad + c$.

У кожному періоді повторення міститься d котушкових груп, із яких число великих дорівнює $N_{\text{б}} = c$, а число малих $N_{\text{м}} = d - c$.

Кількість котушок у великих котушкових групах дорівнює $A + 1$.

Кількість котушок у малих котушкових групах дорівнює A .

Числовий ряд обмотки складається з $N_{\text{б}} = c$ котушкових груп по $(A+1)$ секцій та $N_{\text{м}} = (d - c)$ котушкових груп по A секцій.

Таким чином, справедливі такі рівності:

$$\begin{cases} N_{\text{б}} \cdot (A + 1) + N_{\text{м}} \cdot A = Ad + c; \\ N_{\text{б}} + N_{\text{м}} = d. \end{cases} \quad (25.11)$$

Число періодів повторення числового ряду

$$N = \frac{Z_1}{A \cdot d + c}. \quad (25.12)$$

Приклад 25.6

Число пазів статора $Z_1 = 18$, число полюсів $2p = 4$, $m = 3$.

Визначаємо:

– число пазів на полюс і фазу:

$$q = \frac{Z_1}{2p \cdot m} = \frac{18}{4 \cdot 3} = \frac{3}{2} = 1\frac{1}{2} = A \frac{c}{d};$$

– число великих котушкових груп: $N_G = c = 1$;

– число малих котушкових груп: $N_M = d - c = 2 - 1 = 1$;

– число котушок у великій котушковій групі: $A+1=1+1=2$;

– число котушок у малій котушковій групі: $A=1$;

– числовий ряд на періоді повторення: 2, 1;

– число періодів повторення числового ряду:

$$N = \frac{z}{A \cdot d + c} = \frac{18}{2 + 1} = 6;$$

– числовий ряд обмотки: 2, 1, 2, 1, 2, 1, 2, 1, 2, 1, 2, 1;

– послідовність фаз: А, С', В, А', С, В', А, С', В, А', С, В'.

Розподіл активних котушкових сторін верхнього шару обмотки за пазами і фазними зонами наведений у табл. 25.7.

Таблиця 25.7

Розподіл пазів за фазними зонами: $Z_1 = 18$, $2p = 4$, $m = 3$

Z_1	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
ФЗ	А	С'	В	А'	С	В'	А	С'	В	А'	С	В'	А	С'	В	А'	С	В'

На рис. 25.23 наведена схема з'єднання котушкових груп. Розглянута обмотка за конструкцією може бути тільки двохаровою. Крок обмотки: $y = 4$. Схема-розгортка обмотки з дробовим q має вигляд, аналогічний обмотці з цілим q .

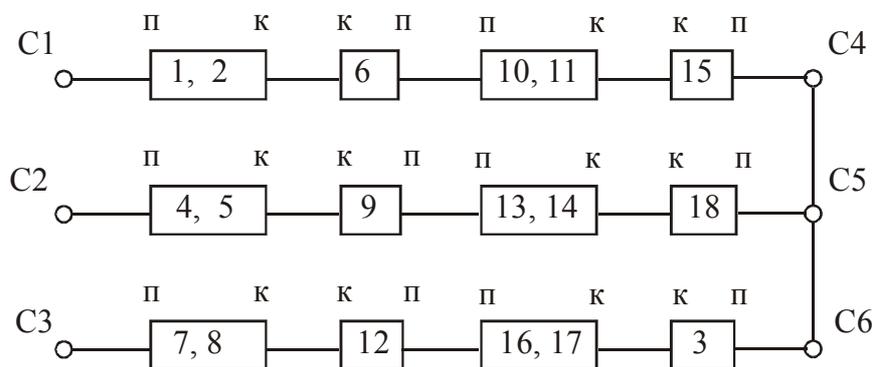


Рис. 25.23. Схема з'єднання котушкових груп обмотки

$$Z_1 = 18, 2p = 4, m = 3$$

Обмотка симетрична. На рис. 25.24 показана векторна діаграма ЕРС фаз. Векторна діаграма побудована для АКС верхнього шару першої половини пазів. Кут зсуву між ЕРС сусідніх пазів:

$$\alpha = \frac{360 \cdot p}{z} = \frac{360 \cdot 2}{18} = 40 \text{ ел. град.}$$

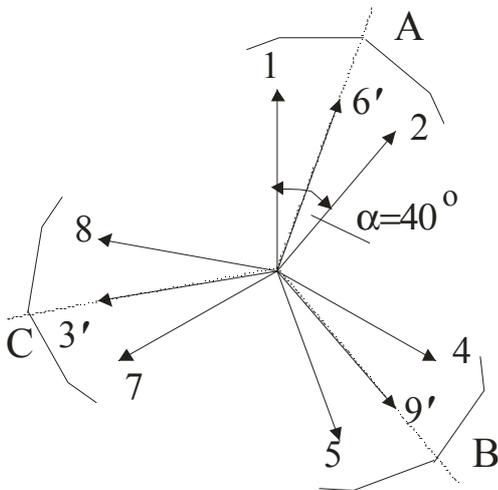


Рис. 25.24. Векторна діаграма ЕРС фаз обмотки з дробовим q

Осі фаз зсунуті на кут 120 електричних градусів. При упорядкуванні числового ряду обмоток, у яких дробова частина числа $q = 1/d$ (як у прикладі 25.6) або $q = (d-1)/d$, послідовність великих та малих котушкових груп у періоді повторення числового ряду неістотна.

Наприклад, для обмоток із $q = 1\frac{1}{2}$ послідовність котушкових груп у періоді числового ряду 2,1 або 1,2.

Для обмоток із $q = 1\frac{3}{4}$ може бути прийнята послідовність 1,2,2,2, або

2,2,2,1, або 2,1,2,2, або будь-яка інша, утворена перестановкою цифр у межах періоду повторення числового ряду. Ці послідовності відрізняються тільки вибором початкової котушки першої фази та цілком рівнозначні.

В інших випадках, коли $1 < c < (d-1)$, наприклад, в обмотках з $q = 1\frac{2}{5}$

або $q = 2\frac{3}{8}$ і т.і., послідовність великих та малих котушкових груп на періоді повторення числового ряду симетричних обмоток знаходять різними способами.

Найбільш простий спосіб полягає в такому:

– за значеннями $q = A + c/d$ складають таблицю (рис. 25.25), яка має c рядків та d стовпців;

– у клітинці записують числа котушок у котушкових групах.

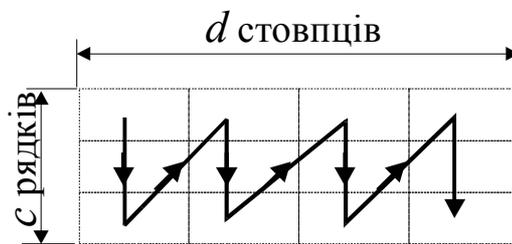


Рис. 25.25. Таблиця послідовності котушкових груп у періоді повторення числового ряду

Заповнення таблиці починають із лівої верхньої клітини і заповнюють перший стовпчик, вписуючи в нього числа котушок у великих котушкових

групах, тобто $(A+1)$. Таких котушок на періоді повторення завжди буде $N_{\bar{c}} = c$.

Далі починають заповнювати другий стовпчик таблиці також із верхньої клітинки, вписуючи в нього числа котушок у малих котушкових групах (A) стільки разів, скільки малих котушкових груп міститься у повторенні, тобто $N_M = (d - c)$.

Далі продовжують заповнення таблиці в тієї ж послідовності, як показано стрілками на рис. 25.25, поки вся таблиця не буде заповнена. Період повторення числового ряду обмотки з послідовністю великих та малих котушкових груп утворюється в рядках заповненої таблиці. Число варіантів дорівнює числу рядків. Всі варіанти рівноцінні.

Приклад 25.7

Число пазів статора $Z_1 = 42$, число полюсів $2p = 10$, $m = 3$. Визначаємо:

– число пазів на полюс і фазу:

$$q = \frac{Z_1}{2p \cdot m} = \frac{42}{10 \cdot 3} = \frac{7}{5} = 1\frac{2}{5} = A\frac{c}{d};$$

– число великих котушкових груп: $N_{\bar{c}} = c = 2$;

– число малих котушкових груп: $N_M = d - c = 5 - 2 = 3$;

– число котушок у великій котушковій групі: $A+1=1+1=2$;

– число котушок у малій котушковій групі: $A = 1$;

– числовий ряд на періоді повторення: 2, 2, 1, 1, 1;

– для визначення послідовності котушкових груп у періоді повторення числового ряду складемо та заповнимо таблицю з $c = 2$ рядками та $d = 5$ стовпчиками

	$d = 5$ стовпчиків					
$c = 2$	2	1	1	2	1	1-й варіант
рядків	2	1	2	1	1	2-й варіант

– число періодів повторення числового ряду: $N = \frac{Z_1}{A \cdot d + c} = \frac{42}{5 + 2} = 6$;

– числовий ряд обмотки для першої половини пазів (1-й варіант):

2 1 1 2 1 2 1 1 2 1 2 1 1 2 1;

– фазні зони: A C' B A' C B' A C' B A' C B' A C' B.

Для другої половини пазів наведений числовий ряд повторюється.

Розподіл активних котушкових сторін верхнього шару обмотки по пазах і фазних зонах наведений у табл. 25.8.

Схема з'єднання котушкових груп обмотки наведена на рис. 25.26.

Таблиця 25.8

Розподіл пазів за фазними зонами: $Z_1 = 42, 2p = 10, m = 3$

Z_1	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21
$\Phi 3$	A	C'	B	A'	C	B'	A	C'	B	A'	C	B'	A	C'	B	A'	C	B'	A	C'	B
Z_1	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42
$\Phi 3$	A'	C	B'	A	C'	B	A'	C	B'	A	C'	B	A'	C	B'	A	C'	B	A'	C	B'

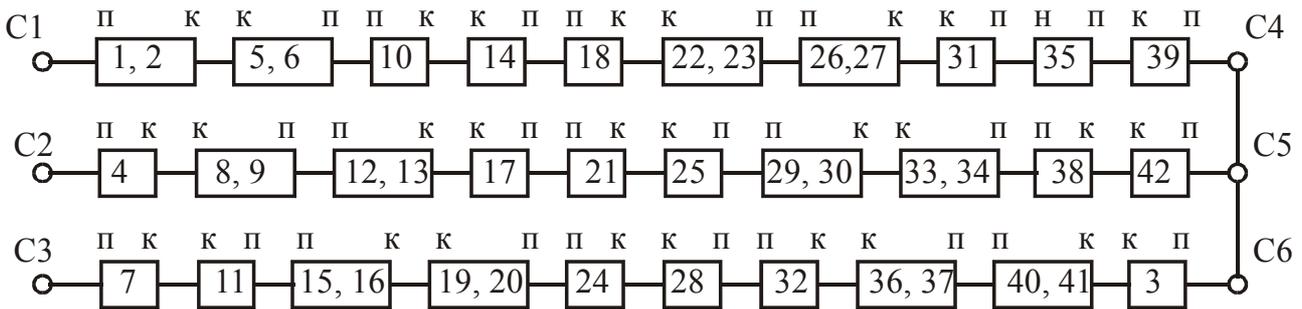


Рис. 25.26. Схема з'єднання котушкових груп обмотки

$$\text{з дробовим } q = 1\frac{2}{5} \text{ (} Z_1 = 42, 2p = 10, m = 3 \text{)}$$

На рис. 25.27,а показана зірка пазових ЕРС обмотки, а на рис. 25.27,б – зірка ЕРС фаз. Для цієї обмотки кут зрушення між ЕРС сусідніх пазів дорівнює

$$\alpha = \frac{360^\circ \cdot p}{Z_1} = \frac{360^\circ \cdot 5}{42} \approx 42,86 \text{ ел. град.}$$

На зірці ЕРС фаз показані вектори тільки для першої половини пазів. Кожна фаза складається із семи ($Ad + c = 1 \cdot 5 + 2 = 7$) векторів ЕРС та займає сектор, що дорівнює 60 електричних градусів. ЕРС кожної фази дорівнює сумі векторів ЕРС кожного сектора. Дробова обмотка за своїм розподілом за пазами еквівалентна обмотці з цілим $q = q_{ек} = Ad + c$.

Коефіцієнт розподілу обмотки з дробовим q можна визначити за виразом

$$k_p = \frac{\sin(\pi/2m)}{q_{ек} \cdot \sin(\pi/Z_1)}, \tag{25.13}$$

де $q_{ек} = Ad + c$.

Для розглянутого прикладу коефіцієнт розподілу для першої гармоніки магнітного поля

$$k_p = \frac{\sin(\pi/2m)}{q_{ек} \cdot \sin(\pi/Z_1)} = \frac{\sin(\pi/6)}{7 \cdot \sin(\pi/42)} = 0,956.$$

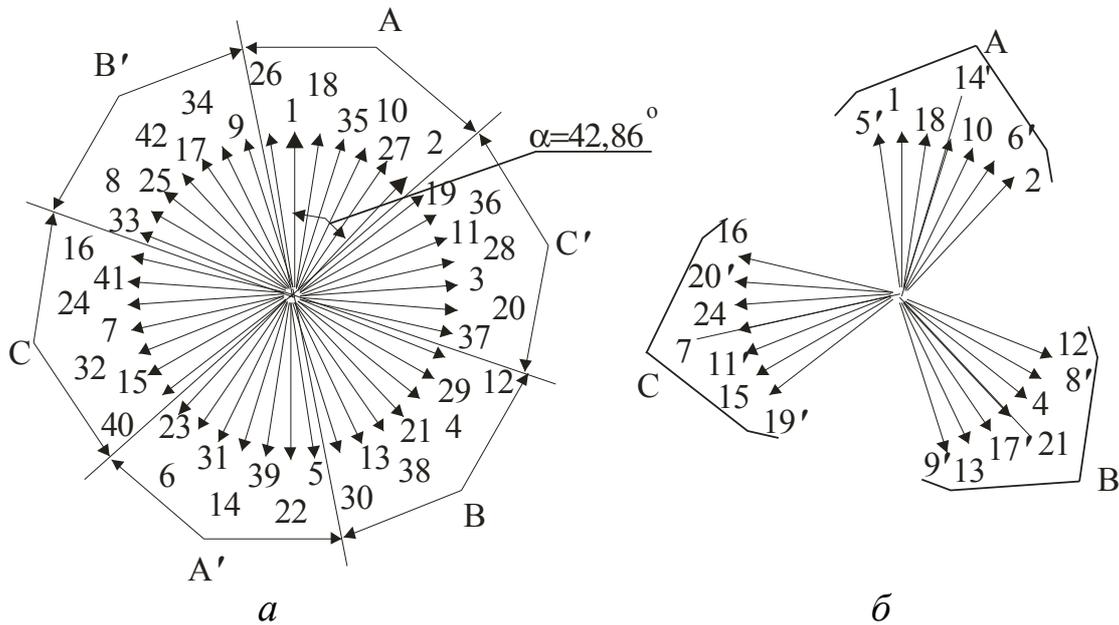


Рис. 25.27. Зірка пазових ЕРС – а та зірка ЕРС фаз – б обмотки з дробовим q ($Z_1 = 42$, $2p = 10$, $m = 3$)

Коефіцієнт розподілу для ν -х гармонік цілого порядку можна розрахувати за таким виразом:

$$k_{p\nu} = \frac{\sin\left(\nu \cdot \frac{\pi}{2m}\right)}{q_{ек} \cdot \sin\left(\nu \cdot \frac{\pi}{Z_1}\right)}. \quad (25.14)$$

Симетричну схему обмотки можна побудувати не при кожному дробовому числі q . **Для симетричних обмоток знаменник дробності d не повинен дорівнювати або бути кратним трьом.**

Кожна фаза повинна утримувати ціле число періодів повторення великих та малих котушкових груп. У кожній фазі двошарової обмотки – $2p$ котушкових груп, а в періоді повторення – d котушкових груп. Отже, умовою симетрії є: $\frac{2p}{d} =$ цілому числу. Паралельні гілки в фазах обмотки із дробовим q можуть бути утворені тільки з котушкових груп, що складають ціле число періодів повторення, тому що інакше в них буде різне число котушок.

Розглянута схема дробової обмотки за прикладом 25.7 може бути виконана з двома паралельними гілками у фазі.

25.5. Одно-двошарові обмотки

Одно-двошарові обмотки за розподілом АКС еквівалентні двошаровим обмоткам з укороченим кроком. Застосування одно-двошарових обмоток у порівнянні з одношаровими дозволяє значно поліпшити форму кривої МРС. У одно-двошарових обмотках у пазах, у яких розміщені сторони котушок однієї і тієї ж фази, поміщають одношарову котушку з подвійним числом витків (велика котушка), а в інших пазах – у двох шарах сторони котушок різних фаз із половинним числом витків (малі котушки).

Одно-двошарову обмотку виконують із концентричних котушок. Тому укладання в пази одно-двошарової обмотки можна механізувати.

Кількість котушок у концентричній котушковій групі залежить від кроку двошарової обмотки і числа q .

Приклад 25.8

Розглянемо виконання за даними прикладу 25.4 ($Z_1 = 24$, $2p = 2$, $m = 3$) одно-двошарової обмотки.

У табл. 25.9 показаний розподіл пазів по фазних зонах верхнього і нижнього шарів обмотки при кроці $y = 10$.

У пазах із номерами 1, 2, 5, 6, 9, 10, 13, 14, 17, 18, 21, 22 розташовані котушки однойменних фаз. У інших – котушки різних фаз.

За наведеним розподілом можна сформувані концентричні котушкові групи, що складаються з однієї великої котушки з кроком $y_1 = 11$ та двох малих котушок із кроками $y_2 = 9$ і $y_3 = 7$.

Таблиця 25.9

Розподіл пазів по фазах $Z_1 = 24$, $2p = 2$, $m = 3$, $y = 10$)

Z_1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	1
Верхній шар	A		C'			B			A'			C			B'			A						
Нижній шар	A	C'			B			A'			C			B'			A							
Z_1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	1
Верхній шар	C'		B			A'			C			B'			A'									
Нижній шар	A	C'			B			A'			C			B'			A							

На рис. 25.28 наведена схема-розгортка одно-двошарової обмотки. За конструкцією це триплощинна концентрична обмотка «врозвал».

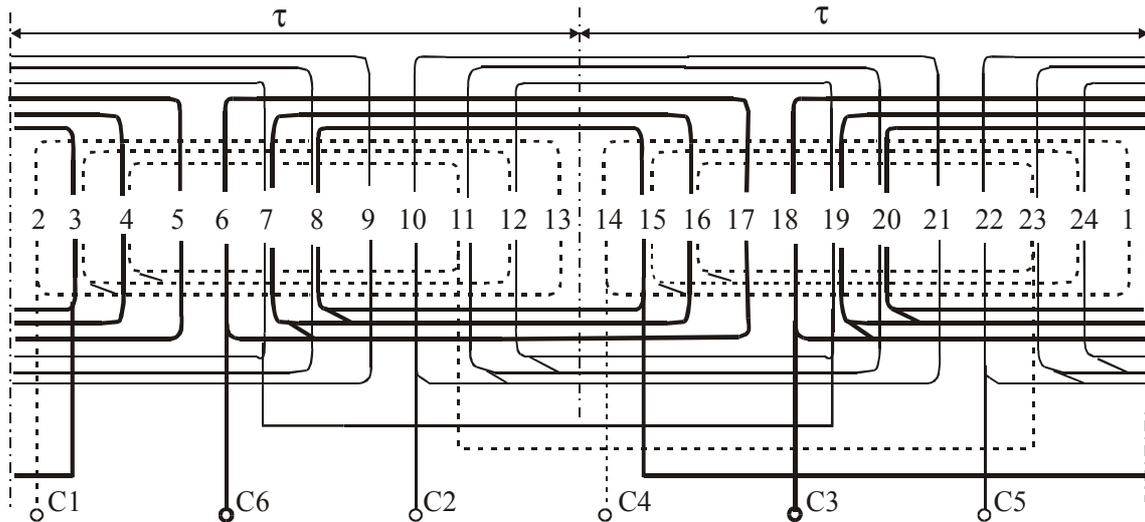


Рис. 25.28. Схема-розгортка одно-двошарової обмотки
($Z_1 = 24$, $2p = 2$, $m = 3$)

Кожна фаза наведеної одно-двошарової обмотки утримує по дві концентричні котушкові групи. За своїми електромагнітними властивостями одно-двошарова обмотка еквівалентна двошаровій обмотці з кроком $y = 10$.

Одно-двошарові обмотки мають переваги як двошарових, так і одношарових обмоток. Одношарові обмотки укладаються в пази без підйому кроку, і тому їхня укладка може бути механізована. Застосування одно-двошарових обмоток, виконаних із концентричних котушок, також дозволяє механізувати процес укладання.

25.6. Двофазні обмотки

У статори однофазних двигунів вкладають дві однофазні обмотки. Одна з них – *головна, або робоча*, друга – *допоміжна, або пускова*. Обмотки розташовують по пазах статора так, що їхні осі зсунуті одна відносно одної в просторі на кут 90 електричних градусів.

В однофазних конденсаторних двигунах обидві обмотки займають по половині пазів та за своїм розподілом еквівалентні двофазним обмоткам із послідовністю фаз у сусідніх фазних зонах А, В, А', В'.

Число пазів на полюс і фазу двофазної обмотки

$$q = \frac{Z_1}{2p \cdot m} = \frac{Z_1}{4p}, \quad (25.15)$$

де $m = 2$ – число фаз двофазної обмотки.

Формування схем двофазних обмоток також здійснюють за допомогою числових рядів.

Приклад 25.9

Число пазів статора $Z_1 = 12$, число полюсів $2p = 2$, $m = 2$.

Визначаємо:

- число пазів на полюс і фазу: $q = Z_1 / 4p = 12 / (4 \cdot 1) = 3$;
- числовий ряд обмотки: 3, 3, 3, 3;
- послідовність фаз: А, В, А', В'.

Розподіл активних котушкових сторін (АКС) обмотки за пазами і фазними зонами наведений у табл. 25.10.

Таблиця 25.10

Розподіл пазів за фазними зонами ($Z_1 = 12$, $2p = 2$, $m = 2$)

Z_1	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
ФЗ	А			В			А'			В'		

За табл. 25.10 створена схема з'єднання АКС двофазної обмотки при підмиканні її в однофазну мережу (рис. 25.29). Обмотка має чотири вивідні кінці: фаза А — С1, С2; фаза В — В1, В2.

В допоміжну фазу ввімкнений конденсатор C_p для зсуву струмів обмоток у часі та створення в машині обертового магнітного поля.

За своїм конструктивним виконанням двофазні обмотки можуть бути як одношаровими (концентричними, або шаблонними), так і двошаровими або одно-двошаровими.

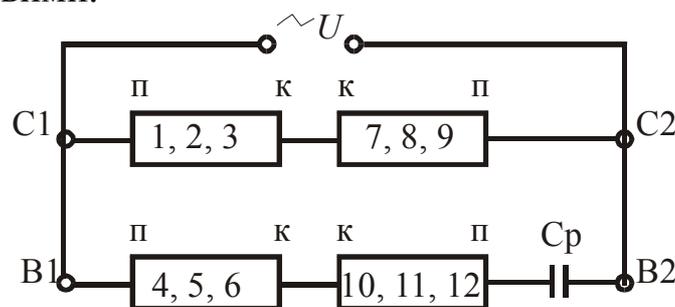


Рис. 25.29. Схема з'єднання АКС двофазної обмотки ($Z_1 = 12$, $2p = 2$, $m = 2$)

Дана обмотка може бути виконана одношаровою концентричною, що складається з котушок із кроками:

$$y_1 = 8, \quad y_2 = 6, \quad y_3 = 4.$$

Середній крок

$$y_{cp} = \tau = 6.$$

Кожна фаза обмотки містить по одній котушковій групі з трьох котушок. Для зменшення вильоту лобових котушок одношарові обмотки часто виконують «врозвал». Якщо число пазів на полюс і фазу парне, то обмотки «врозвал» не відрізняються від таких же обмоток трифазних машин. При непарному q зовнішні котушки в групах розвалюють, тобто відгинають лобові частини половини витків в один бік, а другої половини – в інший бік.

Кожна фаза розглянутої обмотки ($q = 3$) буде утримувати по дві котушкові групи з кроками: $y_1 = 6$ і $y_2 = 4$. Середній крок обмотки при цьому зменшується: $y_{cp} = (6 + 4) / 2 = 5$. У електромагнітному відношенні обмотка «врозвал» еквівалентна обмотці з діаметральним кроком.

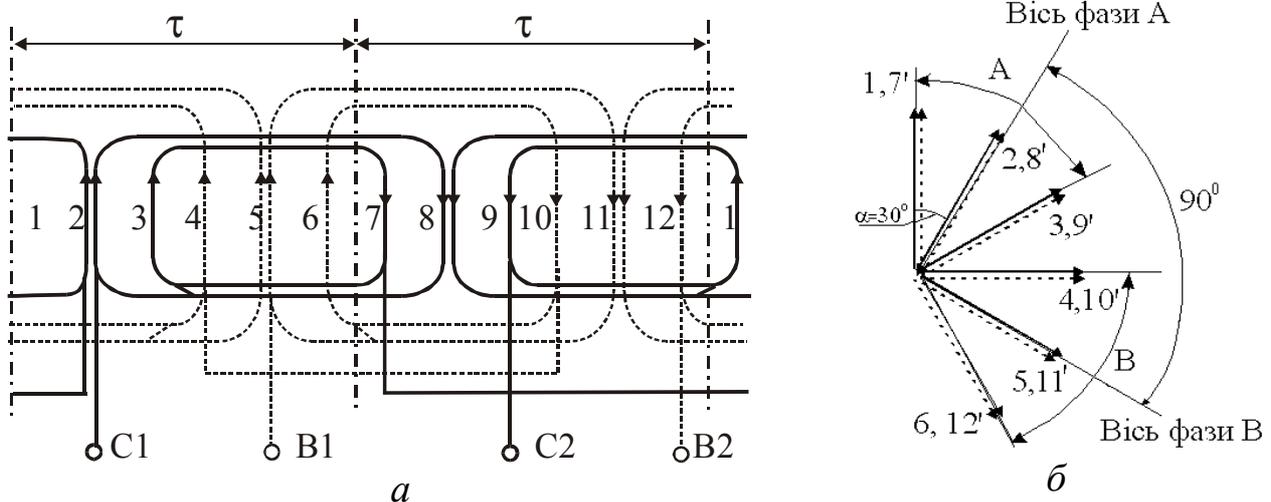


Рис. 25.30. Схема-розгортка – а та зірка ЕРС фаз – б двофазної обмотки ($Z_1 = 12$, $2p = 2$, $m = 2$)

Схема-розгортка одношарової концентричної обмотки з розвалом зовнішніх котушок показана на рис. 25.30,а. На рис. 25.30,б побудована векторна діаграма ЕРС фаз цієї ж обмотки. Обидві фази займають однакові зони, а осі фаз зсунуті в просторі на кут 90° електричних градусів.

Для цього прикладу створена схема-розгортка (рис. 25.31) одношарової обмотки. Кожна фаза цієї обмотки складається з двох концентричних котушкових груп «врозвал».

Зовнішня одношарова котушка виконується з кроком $y_1 = 5$, внутрішня двошарова з половинним числом витків – із кроком $y_2 = 3$. Котушки з половинним числом витків позначені пунктирними лініями.

Середній крок $y_{cp} = (5 + 3) / 2 = 4$.

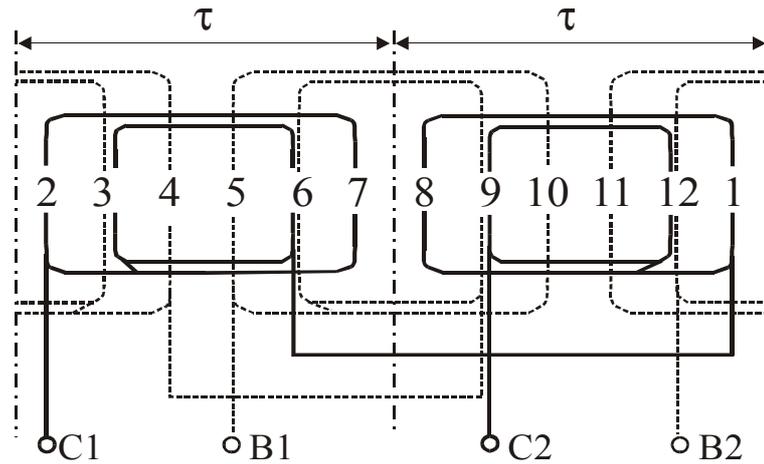


Рис. 25.31. Схема-розгортка одно-двошарової двофазної обмотки

25.7. Однофазні обмотки

В однофазних ($m=1$) АД виконується дві обмотки зсунуті в просторі на 90 ел. град: робоча, що займає $2/3$ пазів та пускова – $1/3$ пазів статора. Число пазів на полюс і фазу робочої (p) та пускової (π) обмоток

$$q_p = \frac{Z_1 \cdot 2}{2p \cdot m \cdot 3} = \frac{Z_1}{3p}, \tag{25.16}$$

$$q_\pi = \frac{Z_1 \cdot 1}{2p \cdot m \cdot 3} = \frac{Z_1}{6p}. \tag{25.17}$$

Числовий ряд такої обмотки утвориться чергуванням чисел q_p і q_π .

Приклад № 25.10

Число пазів статора $Z_1=12$, число полюсів $2p=2$, $m=1$. Визначаємо:

– $q_p = Z_1 / 3p = 12 / (3 \cdot 1) = 4$; – $q_\pi = Z_1 / 6p = 12 / (6 \cdot 1) = 2$;

– числовий ряд обмотки: 4, 2, 4, 2; послідовність фаз: А,В,А',В'.

Розподіл активних котушкових сторін обмотки по пазах і фазних зонах наведений в табл. 25.11.

Таблиця 25.11

Розподіл пазів по фазних зонах ($Z_1 = 12, 2p = 2, m = 1$)

Z_1	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
ФЗ	А			В			А'			В'		

Оскільки q – парне число, то одношарову обмотку можна виконати «врозвал» по $q/2 = 2$ секцій.

На рис. 25.32 подані можливі схеми виконання одношарової робочої обмотки. Пускова обмотка, що займає вільні пази, може бути виконана за одною з поданих схем при $q_\pi = 2$.

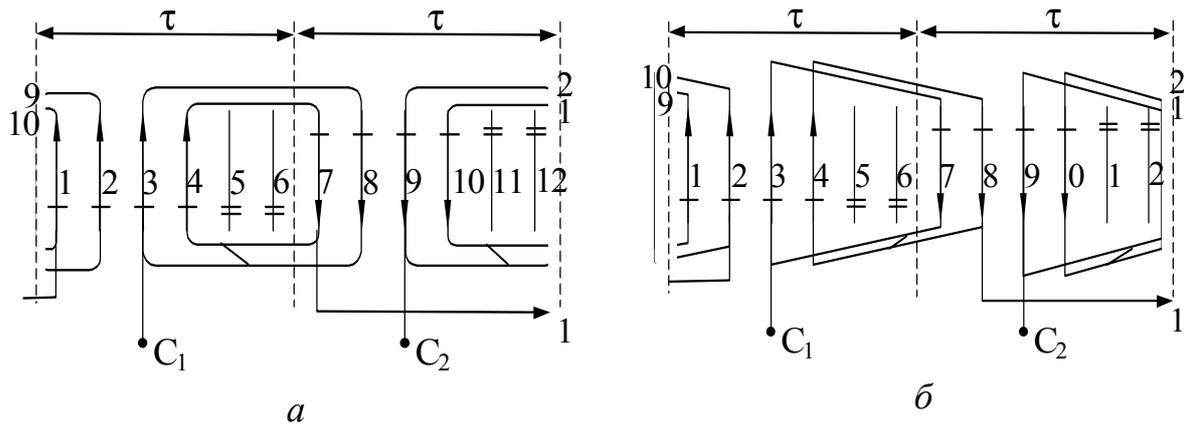


Рис. 25.32. Схема-розгортка одношарової однофазної робочої обмотки з концентричними котушками (а) та з шаблоновими (б)

Запитання для самоперевірки

1. Як класифікують обмотки статора АМ в залежності від конструкції і розташування котушок у пазах?
2. Поясніть методику побудови трифазних обмоток асинхронних двигунів з використанням числових рядів.
3. Як виконуються трифазні одношарові концентричні обмотки?
4. На які типи підрозділяються шаблонні обмотки?
5. Скільки паралельних гілок можуть мати одношарові обмотки?
6. Які переваги має двошарова обмотка АМ у порівнянні з одношаровою?
7. Яким чином вибирають число паралельних гілок двошарових обмоток?
8. Поясніть методику побудови трифазних обмоток асинхронних машин із дробовим q .
9. Коли застосовують обмотки з дробовим q ?
10. Як розраховується коефіцієнт розподілу дробової обмотки?
11. Як розрахувати число пазів на полюс і фазу двофазної обмотки?
12. Навіщо в допоміжну фазу двофазної обмотки вмикають ємність?
13. Укладання яких обмоток статора можна механізувати?

26. МАГНІТОРУШІЙНА СИЛА ОБМОТОК МАШИН ЗМІННОГО СТРУМУ

При проходженні струму по обмотці утворюється магніторушійна сила (МРС). Значення і просторовий розподіл МРС залежить від будови обмотки та струмів, що протікають по ній.

При аналізі МРС обмоток приймемо такі допущення:

- магнітна проникність сталі осердь $\mu_{ст} = \infty$;
- пази та явні полюси відсутні та повітряний зазор є рівномірним;

- величина повітряного зазора мала порівняно з радіусом статора та полюсною поділкою;
- магнітне поле створюється нескінченно тонкими та нескінченно довгими провідниками.

При цих допущеннях лінії магнітної індукції в повітряному зазорі прямолінійні та перпендикулярні поверхні зазора.

26.1. Магніторушійна сила котушки з повним кроком

Розглянемо двополюсну машину змінного струму з однофазною котушкою обмотки статора з числом витків w_K та з діаметральним кроком $y = \tau$.

Якщо по котушці пропустити синусоїдальний струм $i_K = \sqrt{2}I_K \cdot \sin \omega t$ (I_K – діюче значення струму), то він створить магнітне поле, індукційні лінії якого показані на рис. 26.1,а. Зв'язок між повним струмом котушки ($i_K \cdot w_K$) та напруженістю магнітного поля визначається за законом повного струму

$$i_K \cdot w_K = \oint H dl. \quad (26.1)$$

При $\mu_{ст} = \infty$ напруженість магнітного поля сталі $H_{ст} = 0$. Крім того, магнітні лінії перетинають зазор радіально та напруженість поля уздовж зазора H_δ постійна за величиною. Тому

$$i_K \cdot w_K = H_\delta \cdot 2\delta, \quad (26.2)$$

звідки напруженість поля у повітряному зазорі

$$H_\delta = \frac{1}{\delta} \cdot \frac{i_K \cdot w_K}{2}. \quad (26.3)$$

Таким чином, миттєве значення індукції поля в зазорі в даній точці

$$B_\delta = \mu_0 \cdot H_\delta = \frac{\mu_0}{\delta} \cdot \frac{i_K \cdot w_K}{2} = \lambda_\delta \cdot F_{K(t)}, \quad (26.4)$$

де $\lambda_\delta = \mu_0 / \delta$ – питома магнітна провідність повітряного зазору.

$$\text{Величина} \quad F_{K(t)} = \frac{i_K \cdot w_K}{2} \quad (26.5)$$

називається магніторушійною силою котушки на один зазор, тобто величина, необхідна для проведення магнітного потоку через один повітряний зазор. МРС котушки змінюється уздовж зазору у вигляді прямокутної

хвилі з висотою $F_{k(t)}$ (рис. 26.1,б).

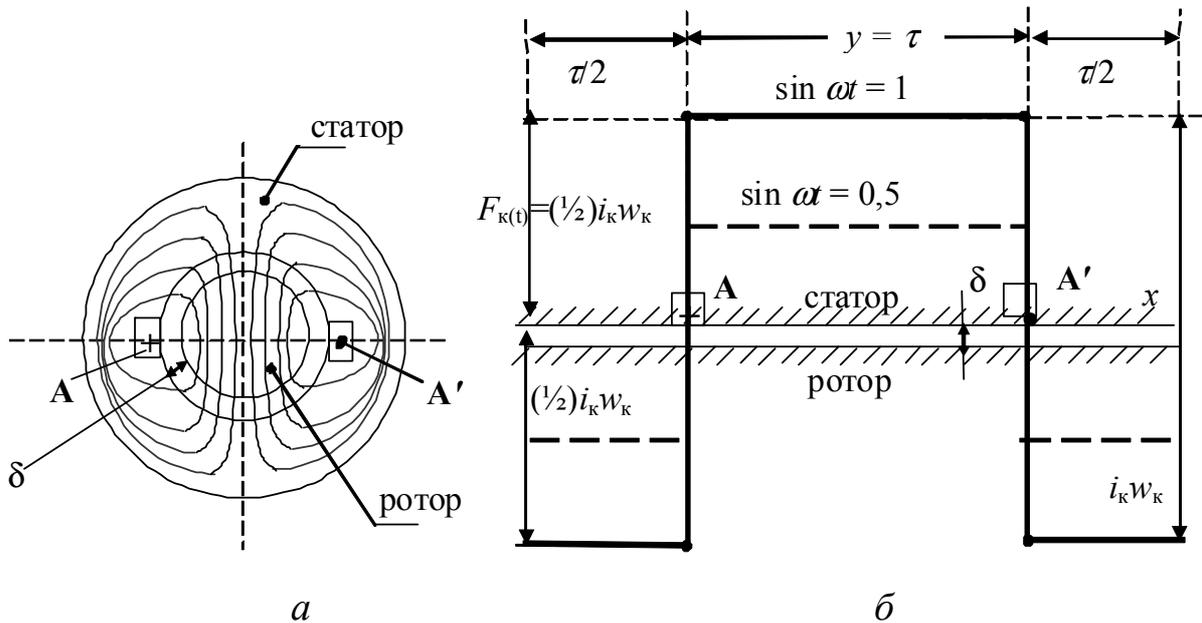


Рис. 26.1. Магнітне поле котушки при $y = \tau$ – а та розподіл МРС котушки на двох полюсних діленнях – б

Для різних моментів часу відповідно до зміни миттєвого значення струму МРС котушки, залишаючись нерухомою в просторі, буде змінювати своє значення та напрямок

$$F_{k(t)} = \frac{\sqrt{2}}{2} I_k \cdot w_k \cdot \sin \omega t = F_{km} \cdot \sin \omega t, \quad (26.6)$$

де $F_{km} = \frac{\sqrt{2}}{2} I_k \cdot w_k$ – максимальне значення МРС котушки на один полюс.

МРС котушки при $\sin \omega t = 0,5$ показана пунктиром на рис. 26.1,б.

При рівномірному зазорі та ненасиченої сталі крива індукції уздовж зазору $B_\delta(x)$ повторює криву МРС $F_{k(t)}(x)$, тому що $\lambda_\delta = const$.

Для зручності аналізу процесів, що відбуваються в машині, криву поля в зазорі та відповідно криву МРС можна розкласти в ряд Фур'є. Крива МРС котушки з повним кроком унаслідок своєї симетрії відносно осі абсцис утримує тільки непарні гармоніки. Якщо вісь ординат вибрана по осі котушки (рис. 26.2), то при розкладанні будуть тільки косинусні складові

$$F_{k(x,t)} = F_{k1(t)} \cdot \cos \alpha + F_{k3(t)} \cdot \cos 3\alpha + F_{k5(t)} \cdot \cos 5\alpha + \dots + F_{kv(t)} \cdot \cos v\alpha, \quad (26.7)$$

де $\alpha = \frac{\pi}{\tau} x$ – просторовий кут;

$$F_{kv(t)} = F_{kvm} \cdot \sin \omega t$$

– миттєве значення амплітуди v -ї гармоніки.

Амплітуда v -ї синусоїдної гармоніки МРС визначається за виразом

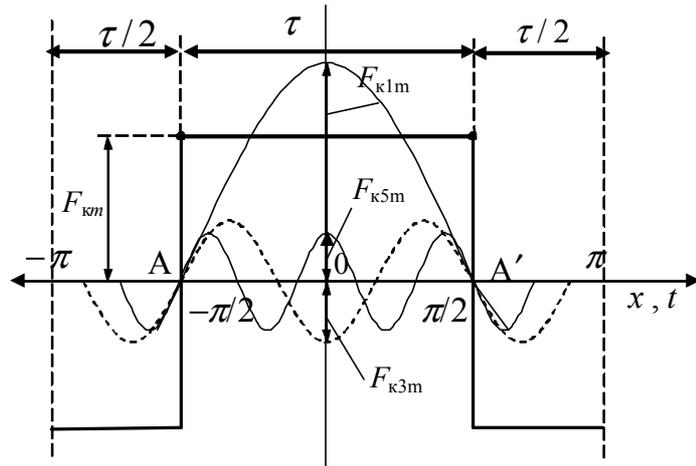


Рис. 26.2. Просторові гармонійні складові МРС котушки при $\sin \omega t = 1$

$$F_{kvm} = \frac{1}{v} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot F_{kvm} = \frac{1}{v} \frac{4 \sqrt{2}}{\pi} \cdot I_K \cdot w_K = \frac{1}{v} \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot I_K \cdot w_K = \frac{1}{v} 0,9 \cdot I_K \cdot w_K. \quad (26.8)$$

Вираз (26.6) може бути записаний у вигляді

$$F_{k(x,t)} = \sum_{v=1,3,5\dots} F_{kvm} \cdot \cos v\alpha \cdot \sin \omega t. \quad (26.9)$$

МРС котушки складається з нескінченного ряду v -х просторових гармонік, кожна з яких змінюється в просторі ($\cos v\alpha$) та в часі ($\sin \omega t$) за синусоїдним законом.

Іншими словами, МРС котушки являє собою ряд нерухомих просторових гармонік, амплітуди яких пульсують у часі за синусоїдним законом.

МРС котушки з повним кроком виражається рядом гармонійних складових

$$F_{k(x,t)} = 0,9 I_K \cdot w_K \cdot \sin \omega t \cdot \left(\cos \alpha - \frac{1}{3} \cos 3\alpha + \frac{1}{5} \cos 5\alpha + \dots + \frac{1}{v} \cos v\alpha \right). \quad (26.10)$$

Властивості машини змінного струму визначаються першою гармонійною МРС, амплітуда якої дорівнює

$$F_{k1m(y=\tau)} = 0,9 I_K \cdot w_K. \quad (26.11)$$

Амплітуди v -х гармонік зворотно пропорційні їхньому порядку

$$F_{kvm(y=\tau)} = \frac{1}{v} \cdot 0,9 I_K \cdot w_K. \quad (26.12)$$

26.2. Магніторушійна сила котушки зі скороченим кроком

Нехай фаза обмотки складається з двох котушок зі скороченим кро-

ком: перша котушка позначена 1п–1к (п – початок, к – кінець), друга позначена 2п–2к (рис. 26.3).

Ці котушки можна з'єднати так, що обидві котушки будуть із діаметральним кроком (1п–2п та 1к–2к), а напрямок струму в котушкових сторонах при цьому не зміниться.

Кожна з котушок із діаметральним кроком створює МРС прямокутної форми. Перші гармоніки МРС котушок з амплітудами зсунуті на електричний кут

$$\gamma_y = (1 - \beta) \cdot \pi,$$

що залежить від скорочення $\beta = y / \tau$.

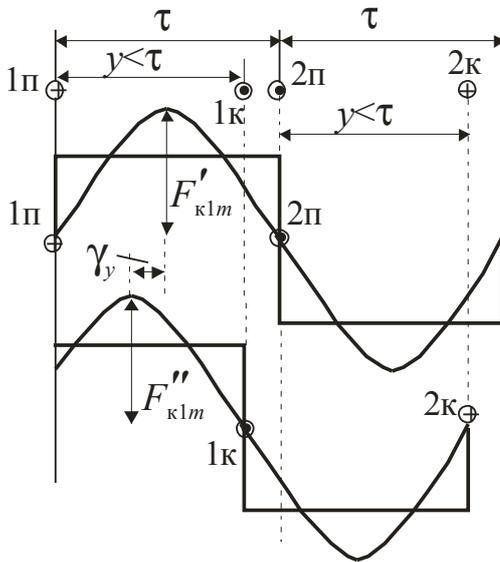


Рис. 26.3. МРС котушки зі скороченим кроком

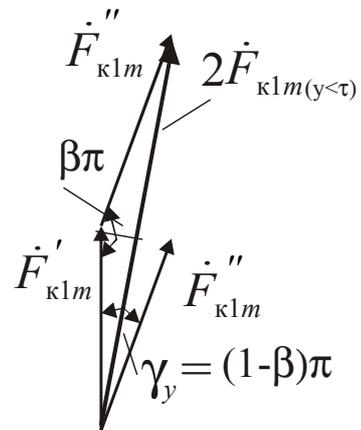


Рис. 26.4. Визначення k_{y1}

Амплітуда результуючої МРС двох послідовно з'єднаних котушок зі скороченим кроком буде отримана геометричним підсумовуванням МРС $F'_{к1m}$ та $F''_{к1m}$ (рис. 26.4)

$F'_{к1m}$ та $F''_{к1m}$ (рис. 26.4)

$$2\dot{F}_{к1m(y < \tau)} = \dot{F}'_{к1m} + \dot{F}''_{к1m} = 2F_{к1m(y = \tau)} \cdot \sin\left(\beta \cdot \frac{\pi}{2}\right).$$

З рис. 26.4 очевидно, що геометрична сума МРС котушок із повним кроком менше від їхньої арифметичної суми.

Зменшення МРС котушки при $y < \tau$ враховується коефіцієнтом скорочення (таким же, як при визначенні ЕРС котушки зі скороченим кроком)

$$k_{y1} = \frac{2F_{к1m(y < \tau)}}{F'_{к1m} + F''_{к1m}} = \frac{F_{к1m(y < \tau)}}{F_{к1m(y = \tau)}} = \sin\left(\beta \cdot \frac{\pi}{2}\right).$$

Звідки амплітудне значення МРС котушки зі скороченим кроком для основної гармоніки

$$F_{\kappa 1m}(y<\tau) = F_{\kappa 1m}(y=\tau) \cdot \kappa_{y1} = 0,9I_{\kappa} \cdot w_{\kappa} \cdot \kappa_{y1}. \quad (26.13)$$

Вектори МРС котушок вищих гармонік будуть зсунуті на більший кут $\gamma_{y\nu} = \nu \cdot (1 - \beta) \cdot \pi$.

Коефіцієнти скорочення для ν -х гармонік зменшаться, отже, зменшаться ще в більшому степені й амплітудні значення їхньої МРС

$$F_{\kappa \nu m}(y<\tau) = F_{\kappa \nu m}(y=\tau) \cdot \kappa_{y\nu} = \frac{1}{\nu} \cdot 0,9I_{\kappa} \cdot w_{\kappa} \cdot \kappa_{y\nu}. \quad (26.14)$$

26.3. Магніторушійна сила котушкової групи та фази обмотки

Розглянемо котушкову групу, що складається з q котушок із повним кроком. Осі котушок зсунуті в просторі на кут $\alpha_1 = 360 \cdot p / z_1$, що дорівнює куту зсуву сусідніх пазів по основній хвилі.

Результуючу МРС такої котушкової групи одержимо підсумовуванням прямокутних МРС котушок. Результуюча крива МРС являє собою східчасту фігуру (рис. 26.5).

Амплітуда МРС котушкової групи основної гармоніки визначається геометричним підсумовуванням векторів амплітудних значень МРС котушок

$$\dot{F}_{q1m} = \dot{F}'_{\kappa 1m} + \dot{F}''_{\kappa 1m} + \dot{F}'''_{\kappa 1m}.$$

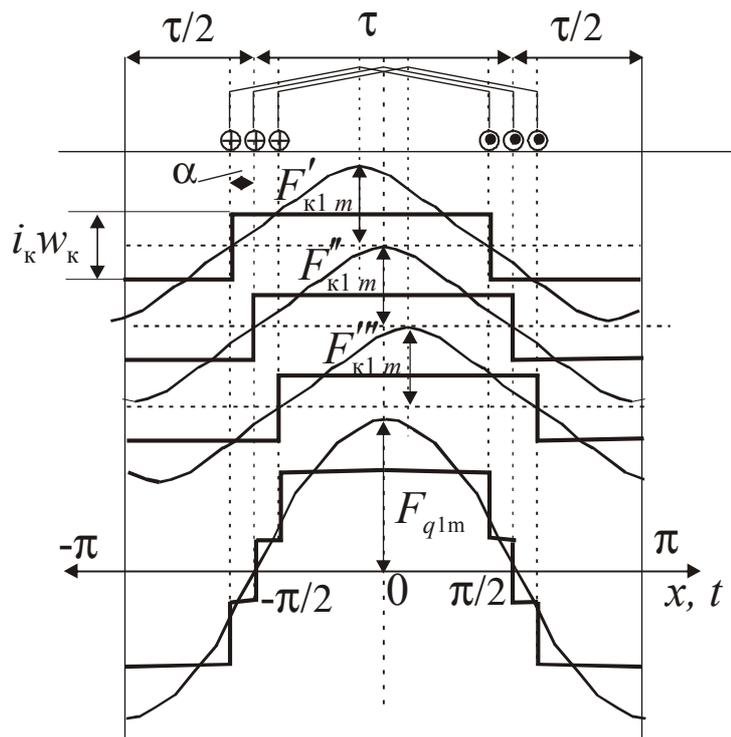


Рис. 26.5. Розподіл q котушок при $y = \tau$ та $\sin \omega t = 1$

Таким чином дістаємо амплітудне значення МРС котушкової групи для першої гармонійної

$$F_{q1m} = F_{\kappa 1m} \cdot q \cdot \kappa_{p1} = 0,9I_{\kappa} \cdot w_{\kappa} \cdot q \cdot \kappa_{p1}, \quad (26.15)$$

де κ_{p1} – коефіцієнт розподілу для першої гармонійної (24.27), що був

отриманий при обчисленні ЕРС котушкової групи.

Різниця складається лише в тому, що вектори ЕРС котушок зсунуті один відносно одного на часовий кут α_1 , а при розгляданні МРС кут α_1 є просторовим кутом зсуву амплітудних значень МРС котушок.

Якщо котушкова група виконана із котушок з кроком, відмінним від діаметрального ($y < \tau$), то при визначенні амплітудного значення МРС котушкової групи необхідно врахувати скорочення витка

$$F_{q1m} = 0,9 I_K \cdot w_K \cdot q \cdot \kappa_{p1} \cdot \kappa_{y1}. \quad (26.16)$$

Якщо машина виконана зі скосом пазів, то з урахуванням коефіцієнта скосу та значення обмоткового коефіцієнта

$$\kappa_{об1} = \kappa_{y1} \cdot \kappa_{p1} \cdot \kappa_{ск1}$$

дістаємо

$$F_{q1m} = 0,9 I_K \cdot w_K \cdot q \cdot \kappa_{об1}. \quad (26.17)$$

МРС котушкової групи

$$F_{q(x,t)} = 0,9 \cdot I_K \cdot w_K \cdot \sin \omega t \cdot \sum_{v=1,3,5\dots} \frac{1}{v} \cdot \kappa_{обv} \cdot \cos(v \cdot \alpha). \quad (26.18)$$

Якщо машина має декілька пар полюсів, то через симетрію обмотки графік МРС на кожній парі полюсів буде повторюватися. Тому вираз для МРС котушкової групи буде справедливий і для МРС фазної обмотки. При цьому число витків котушки w_K необхідно замінити числом витків фазної обмотки

$$w_{\phi} = w_K \cdot \frac{p \cdot q}{a}, \text{ звідки } w_K = w_{\phi} \cdot \frac{a}{p \cdot q}.$$

Підставивши в рівняння (26.17) вираз для w_K , дістаємо амплітудне значення МРС фази для основної гармоніки

$$F_{\phi 1m} = 0,9 \frac{I_{\phi} \cdot w_{\phi}}{p} \cdot \kappa_{об1}, \quad (26.19)$$

де $I_{\phi} = I_K \cdot a$ – струм фази обмотки;

a – число паралельних гілок у фазі обмотки.

Аналогічно амплітудне значення МРС фази для v -ї гармоніки

$$F_{\phi vm} = 0,9 \frac{I_{\phi} \cdot w_{\phi}}{v \cdot p} \cdot \kappa_{обv}. \quad (26.20)$$

Для МРС фази в цілому справедливий такий вираз:

$$F_{\phi(x,t)} = F_{\phi 1m} \cdot \sin \omega t \cdot \cos \alpha + F_{\phi 3m} \cdot \sin \omega t \cdot \cos 3\alpha + \dots + F_{\phi vm} \cdot \sin \omega t \cdot \cos (v \cdot \alpha). \quad (26.21)$$

Аналізуючи викладене, можна зробити такі висновки:

– **МРС фази** обмотки являє собою **суму основної та вищих просторових гармонійних МРС** із незмінним розташуванням у просторі та пульсуючих у часі;

– амплітуда основної гармонійної МРС окремої котушки розташована по осі відповідної котушки, а амплітуда основної гармонійної складової фази обмотки розташована по осі фази;

– амплітуда гармонійної складової зворотно пропорційна її порядку та пропорційна обмотковому коефіцієнту для даної гармоніки;

– розподіл та скорочення кроку обмотки впливають на форму кривої МРС й наближає її до синусоїди.

26.4. Магніторушійна сила трифазної обмотки статора

При вмиканні трифазної обмотки в мережу трифазного струму у фазних обмотках з'являються струми, зсунуті за фазою в часі один відносно одного на 120 електричних градусів

$$i_A = I_m \sin \omega t, \quad i_B = I_m \sin (\omega t - 120^\circ), \quad i_C = I_m \sin (\omega t - 240^\circ).$$

Струм кожної фазної обмотки створює пульсуючу МРС. З урахуванням просторового (α) та часового (ωt) кутів зсуву МРС фаз, що пульсують, для основної гармоніки мають вигляд

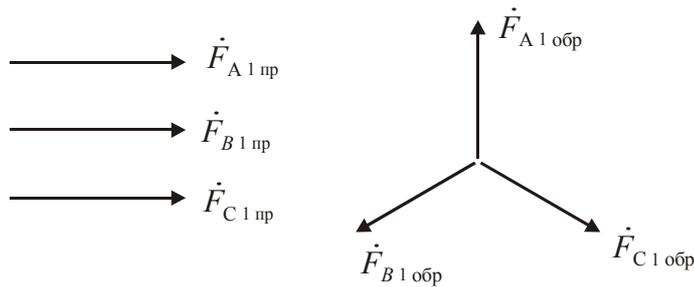
$$\begin{cases} F_{A1(x,t)} = F_{\phi 1m} \cdot \sin \omega t \cdot \cos \alpha; \\ F_{B1(x,t)} = F_{\phi 1m} \cdot \sin (\omega t - 120^\circ) \cdot \cos (\alpha - 120^\circ); \\ F_{C1(x,t)} = F_{\phi 1m} \cdot \sin (\omega t - 240^\circ) \cdot \cos (\alpha - 240^\circ). \end{cases} \quad (26.22)$$

Розклавши пульсуючі МРС кожної фази на дві обертові хвилі, дістаємо

$$\begin{cases} F_{A1(x,t)} = 0,5F_{\phi 1m} \sin (\omega t - \alpha) + 0,5F_{\phi 1m} \sin (\omega t + \alpha) = F_{A1пр} + F_{A1обр}; \\ F_{B1(x,t)} = 0,5F_{\phi 1m} \sin (\omega t - \alpha) + 0,5F_{\phi 1m} \sin (\omega t + \alpha - 240^\circ) = F_{B1пр} + F_{B1обр}; \\ F_{C1(x,t)} = 0,5F_{\phi 1m} \sin (\omega t - \alpha) + 0,5F_{\phi 1m} \sin (\omega t + \alpha - 120^\circ) = F_{C1пр} + F_{C1обр}, \end{cases} \quad (26.23)$$

де $F_{1пр}$, $F_{1обр}$ – прямо та зворотно обертові просторові синусоїдальні

хвилі МРС відповідних фаз. Їх можна представити у вигляді векторів (рис. 26.6).



Результуюча МРС першої гармоніки трифазної обмотки F_1 буде дорівнювати сумі МРС фаз.

Рис. 26.6. Вектори МРС фаз прямого й зворотного обертання першої гармоніки

При підсумовуванні гармонійних складових сума зворотних хвиль буде дорівнювати нулю, тому що вони являють собою синусоїди з рівними амплітудами, зсунутими у просторі на 120 та 240 електричних градусів. Тому результуюча МРС першої гармоніки трифазної обмотки дорівнює

$$F_{\Sigma 1(3\phi)} = F_{A1пр} + F_{B1пр} + F_{C1пр} = \frac{3}{2} F_{\phi 1} \sin(\omega t - \alpha) = F_{1m} \sin(\omega t - \alpha), \quad (26.24)$$

де

$$F_{1m} = \frac{3}{2} F_{\phi 1} = 1,35 \cdot \frac{I_{\phi} \cdot w_{\phi}}{p} \cdot k_{об1} \quad (26.25)$$

– амплітуда основної гармоніки МРС трифазної обмотки на один полюс.

Основна гармонійна складова результуючої МРС симетричної трифазної обмотки являє собою вже не пульсуючу в просторі хвилю, як для однієї фази обмотки, а хвилю, що біжить праворуч (26.24), по колу статора.

Сума хвиль, що біжить ліворуч, дорівнює нулю.

На відміну від пульсуючої хвилі максимальне значення хвилі, що біжить, не приймає нульове значення ні в який момент часу протягом усього просторового періоду.

У загальному випадку МРС фази обмотки являє собою суму основної та вищих просторових гармонік з незмінним розташуванням у просторі.

МРС фаз вищих гармонік також необхідно розкласти на хвилі МРС, що обертаються в протилежні сторони, а потім визначити результуючі МРС вищих гармонік для трифазної обмотки.

Рівняння МРС фаз для ν -х гармонік

$$\begin{cases}
F_{Av(x,t)} = F_{\phi vm} \sin \omega t \cdot \cos (v \cdot \alpha) = 0,5 F_{\phi vm} \sin (\omega t - v \cdot \alpha) + 0,5 F_{\phi vm} \sin (\omega t + v \cdot \alpha) = \\
= F_{Av \text{ пр}} + F_{Av \text{ обр}}; \\
F_{Bv(x,t)} = F_{\phi vm} \sin (\omega t - 120^\circ) \cdot \cos [v \cdot (\alpha - 120^\circ)] = \\
= 0,5 F_{\phi vm} \sin [(\omega t - v \cdot \alpha) + (v - 1)120^\circ] + 0,5 F_{\phi vm} \sin [(\omega t + v \cdot \alpha) - (v + 1)120^\circ] = \\
= F_{Bv \text{ пр}} + F_{Bv \text{ обр}}; \\
F_{Cv(x,t)} = F_{\phi vm} \sin (\omega t - 240^\circ) \cdot \cos [v \cdot (\alpha - 240^\circ)] = \\
= 0,5 F_{\phi vm} \sin [(\omega t - v \cdot \alpha) + 2(v - 1)120^\circ] + 0,5 F_{\phi vm} \sin [(\omega t + v \cdot \alpha) - 2(v + 1)120^\circ] = \\
= F_{Cv \text{ пр}} + F_{Cv \text{ обр}}.
\end{cases} \quad (26.26)$$

Полюсна поділка МРС вищих просторових гармонік зворотно пропорційна номеру гармоніки $\tau_v = \tau / v$. Тому просторова періодичність цих гармонік зростає пропорційно номеру гармоніки.

Сума гармонійних складових фазних обмоток залежить від номера гармоніки. Тому всі гармоніки поділяють на три групи:

– **гармоніки, кратні трьом**, $v = 3k$, де $k = 1, 3, 5, \dots$, тобто $v = 3, 9, 15, \dots$;

– **гармоніки порядків** $v = 6k + 1$ прямого обертання, де $k = 0, 1, 2, 3, \dots$, тобто $v = 1, 7, 13, 19, \dots$;

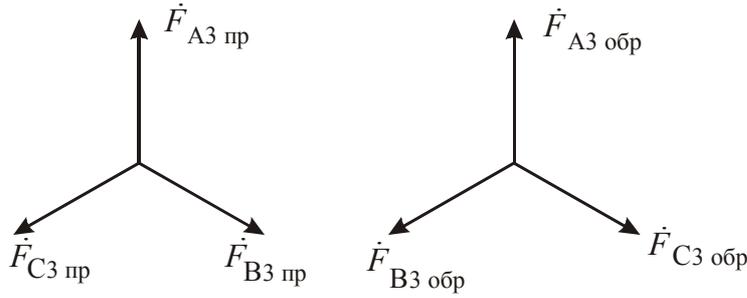
– **гармоніки порядків** $v = 6k - 1$ зворотного обертання, де $k = 1, 2, 3, 4, \dots$, тобто $v = 5, 11, 17, 23, \dots$

Прямі складові МРС можуть бути подані векторами, зсунутими один відносно одного на кут $(v - 1) \cdot 120^\circ$, а зворотні складові – на кут $(v + 1) \cdot 120^\circ$.

Для першої групи гармонік кути зсуву дорівнюють:

$$\begin{cases}
(v - 1) \cdot 120^\circ = (3k - 1) \cdot 120^\circ = 2\pi k - 120^\circ \\
(v + 1) \cdot 120^\circ = (3k + 1) \cdot 120^\circ = 2\pi k + 120^\circ
\end{cases}, \quad (26.27)$$

тобто вектори МРС як прямих, так і зворотних гармонійних складових МРС, кратних трьом, зсунуті в просторі один відносно одного на кут 120° (рис. 26.7).



Результуючі МРС третьої гармоніки в трифазній обмотці статора при симетричному навантаженні дорівнюють нулю:

Рис. 26.7. Вектори МРС прямого й зворотного обертання фаз третьої гармоніки

$$\begin{cases} F_{3\text{пр}} = \dot{F}_{A3\text{пр}} + \dot{F}_{B3\text{пр}} + \dot{F}_{C3\text{пр}} = 0; \\ F_{3\text{обр}} = \dot{F}_{A3\text{обр}} + \dot{F}_{B3\text{обр}} + \dot{F}_{C3\text{обр}} = 0. \end{cases} \quad (26.28)$$

Для другої групи номерів гармонік кути зсуву між МРС прямого обертання дорівнюють

$$(\nu - 1) \cdot 120^\circ = (6k + 1 - 1) \cdot 120^\circ = 6k \cdot 120^\circ = 4\pi \cdot k, \text{ (або нуль)} \quad (26.29)$$

і амплітуди цих гармонійних додаються, тому що у всіх трьох фазних обмотках вони збігаються за фазою.

Кути зсуву між МРС зворотного обертання

$$(\nu + 1) \cdot 120^\circ = (6k + 1 + 1) \cdot 120^\circ = 8k \cdot 120^\circ = 4\pi \cdot k + 240^\circ \quad (26.30)$$

і сума МРС дорівнює нулю.

Аналогічним чином можна зробити підсумовування прямих та зворотних складових для третьої групи номерів гармонік та з'ясувати, що в цьому випадку існує результуюча МРС зворотного обертання, а прямого дорівнює нулю.

Таким чином, МРС трифазної обмотки при симетричному навантаженні не містить гармонійних складових, кратних трьом, та складається з прямих гармонік порядку $\nu = 6k + 1$ і зворотних гармонік порядку $\nu = 6k - 1$.

Перша гармоніка МРС є прямою та обертається в напрямку чергування фаз. Для зміни напрямку обертання слід змінити порядок чергування фаз.

З урахуванням викладеного сумарна МРС трифазної обмотки

$$\begin{aligned} F_{\Sigma(3\phi)} = & \frac{3}{2} F_{\phi 1m} \sin(\omega t - \alpha) + \frac{3}{2} F_{\phi 5m} \sin(\omega t + 5\alpha) + \\ & + \frac{3}{2} F_{\phi 7m} \sin(\omega t - 7\alpha) + \dots + \frac{3}{2} F_{\phi \nu m} \sin(\omega t \pm \nu\alpha). \end{aligned} \quad (26.31)$$

Амплітуда результуючої МРС ν -ї гармоніки m -фазної обмотки

$$F_{\nu m} = \frac{3}{2} F_{\phi \nu m} = 1,35 \frac{I_{\phi} \cdot w_{\phi}}{\nu \cdot p} \cdot \kappa_{об\nu} = 0,45 \cdot m \frac{I_{\phi} \cdot w_{\phi}}{\nu \cdot p} \cdot \kappa_{об\nu}. \quad (26.32)$$

Всі просторові гармоніки МРС у симетричній трифазній обмотці обертові та мають одну складову – пряму або зворотну.

26.5. Магніторушійна сила двофазної обмотки

У симетричній двофазній обмотці осі фаз А-А' та В-В' зсунуті в просторі на 90 електричних градусів. При вмиканні такої обмотки в симетричну двофазну мережу струм у фазних обмотках має однакову амплітуду та зсунутий за фазою на чверть періоду, тобто

$$i_A = I_m \sin \omega t, \quad i_B = I_m \sin (\omega t - 90^\circ). \quad (26.33)$$

Струм кожної фазної обмотки створює пульсуючу МРС.

Пульсуючі МРС фаз для основної гармоніки визначаються за виразами

$$\begin{cases} F_{A1(x,t)} = F_{\phi 1m} \cdot \sin \omega t \cdot \cos \alpha; \\ F_{B1(x,t)} = F_{\phi 1m} \cdot \sin (\omega t - 90^\circ) \cdot \cos (\alpha - 90^\circ). \end{cases} \quad (26.34)$$

Розклавши пульсуючі МРС кожної фази за основною гармонікою на дві обертові хвилі, дістаємо

$$\begin{cases} F_{A1_1(x,t)} = 0,5 F_{\phi 1m} \sin (\omega t - \alpha) + 0,5 F_{\phi 1m} \sin (\omega t + \alpha) = \\ = F_{A1пр} + F_{A1обр}; \\ F_{B1_1(x,t)} = 0,5 F_{\phi 1m} \sin (\omega t - \alpha) + 0,5 F_{\phi 1m} \sin (\omega t + \alpha - 180^\circ) = \\ = F_{B1пр} + F_{B1обр}. \end{cases} \quad (26.35)$$

При додаванні зворотних хвиль сума МРС буде дорівнювати нулю, тому що вони являють собою синусоїди з рівними амплітудами, зсунутими на 180 електричних градусів.

У результаті дістаємо рівняння хвилі, що біжить,

$$F_{\Sigma 1(2\phi)} = F_{A1пр} + F_{B1пр} = F_{\phi 1m} \sin (\omega t - \alpha), \quad (26.36)$$

де
$$F_{\phi 1m} = 0,9 \frac{I_{\phi} \cdot w_{\phi}}{p} \cdot \kappa_{об1} \quad (26.37)$$

– амплітуда основної гармоніки МРС двофазної обмотки, що дорівнює ам-

плітуді пульсуючої МРС однофазної обмотки.

Аналогічним чином можна зробити додавання прямих та зворотних складових для ν -х гармонік МРС та з'ясувати, що в цьому випадку існує результуюча МРС прямого або зворотного обертання для всіх непарних гармонік

$$F_{\Sigma(2\phi)} = F_{\phi 1m} \sin(\omega t - \alpha) + F_{\phi 3m} \sin(\omega t + 3\alpha) + F_{\phi 5m} \sin(\omega t - 5\alpha) + \\ + F_{\phi 7m} \sin(\omega t + 7\alpha) + \dots + F_{\phi \nu m} \sin(\omega t \pm \nu \cdot \alpha). \quad (26.38)$$

Причому гармоніки з номерами

$$\nu = 2mk + 1 = 4k + 1 = 1, 5, 9, 13... \quad (26.39)$$

є прямими, а гармоніки з номерами

$$\nu = 4k - 1 = 3, 7, 11, 15... \quad (26.40)$$

є зворотними.

Амплітуду МРС для ν -х гармонік визначають за виразом (26.20). Частота обертання магнітного поля, утвореного двофазною обмоткою, визначається так само, як і для поля, утвореного трифазною обмоткою.

26.6. Побудова кривої розподілу магніторушійної сили

З рис. 26.5 випливає, що МРС котушки змінюється стрибком на величину повного струму котушки ($i_k \cdot w_k$) в місцях розташування сторін котушок, а на ділянках між пазами величина МРС зберігається постійною.

Напрямок стрибка кривої МРС визначається напрямком струму в котушці. Крива МРС будується за таблицею розподілу активних котушкових сторін (АКС) обмотки по фазних зонах. Потім для визначеного моменту часу обчислюються величини та напрямки струмів у сторонах котушок.

Побудуємо криву МРС двошарової обмотки з $q = 2$, $m = 3$, $2p = 2$, $Z_1 = 12$, $\tau = z/2p = 6$. Крок обмотки приймемо за $y = 5$.

З урахуванням вхідних даних збудована таблиця розподілу АКС обмотки (рис. 26.8) та дві криві МРС для різних моментів часу. Перша для моменту часу, коли струми котушок (рис. 26.8,а)

$$i_A = I_m, \quad i_{A'} = -I_m, \quad i_B = i_C = -0,5I_m, \quad i_{B'} = i_{C'} = 0,5I_m.$$

Друга для струмів (рис. 26.8,б)

$$i_A = i_{C'} = 0,866I_m, \quad i_{A'} = i_C = -0,866I_m, \quad i_B = i_{B'} = 0.$$

При зміні фази струму на деякий кут крива МРС та її основна гармоніка зміщуються на такий самий кут.

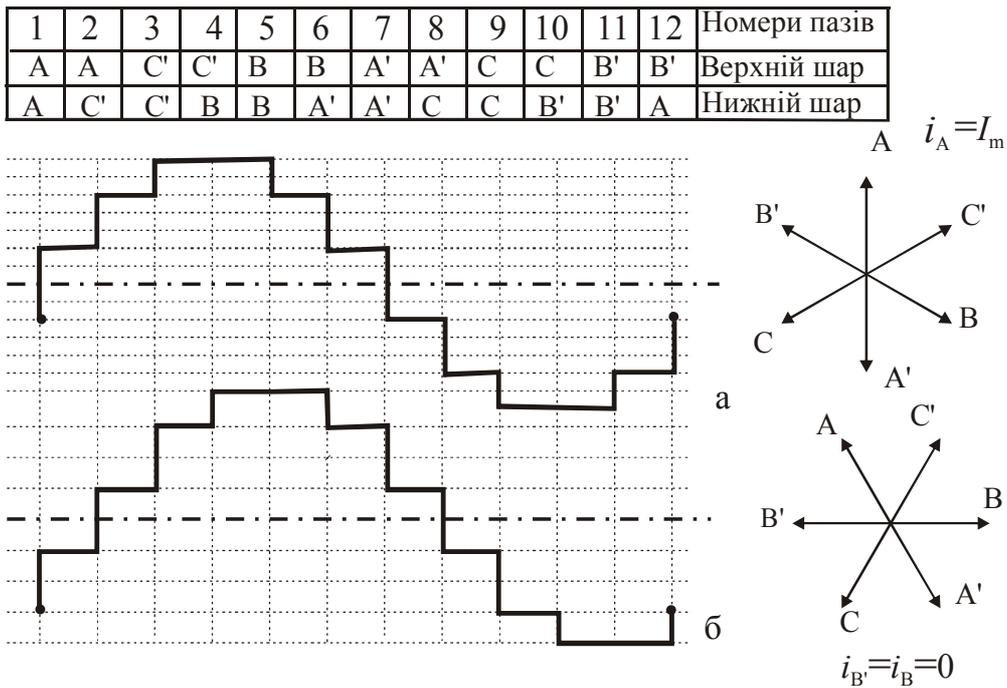


Рис. 26.8. Побудова кривої МРС трифазної двошарової обмотки

Отриману криву МРС розділяють віссю абсцис таким чином, щоб сума площин додатних півхвиль дорівнювала сумі площин від'ємних півхвиль (полюсів). При цілому q усі півхвилі МРС мають однакову форму. При збільшенні числа пазів на полюс і фазу q кількість ступенів в хвилі МРС збільшується та форма її наближається до синусоїди.

26.7. Кругове, еліптичне та пульсуюче магнітні поля

МРС трифазної обмотки створює в зазорі обертові магнітні поля. Частота обертання ν -ї гармоніки магнітного поля в ν разів менша від частоти обертання поля основної гармоніки

$$n_\nu = n_1 / \nu. \tag{26.41}$$

У загальному випадку **обертові магнітні поля ν -х гармонік**, створені обмоткою статора, **можуть бути круговими або еліптичними**.

Кругове поле характеризується тим, що просторовий вектор МРС цього поля обертається рівномірно та своїм кінцем описує коло, тобто значення вектора МРС у будь-якому його просторовому положенні залишається незмінним.

Кругове обертове магнітне поле ν -ї гармоніки, створене трифазною обмоткою статора, утворюється при виконанні таких умов:

- МРС трьох фаз (26.19) рівні $F_{A\nu} = F_{B\nu} = F_{C\nu}$, тобто дорівнюють струми фаз $I_{A\phi} = I_{B\phi} = I_{C\phi}$; обмоткові коефіцієнти фаз $K_{об\nu A} = K_{об\nu B} = K_{об\nu C}$; числа витків у фазах обмотки $w_A = w_B = w_C$;

– МРС фаз повинні бути зсунуті в просторі на 120 електричних градусів;

– МРС повинні бути зсунуті в часі на 120 електричних градусів.

Кругове обертове поле можна дістати і за допомогою симетричної двофазної обмотки статора. Для цього повинні бути виконані такі умови:

– МРС двох фаз рівні $F_{A1} = F_{B1} = 0,9I_{\phi} \cdot w_{\phi} \cdot k_{об1} / p$;

– МРС фаз повинні бути зсунуті в просторі на 90 електричних градусів;

– МРС повинні бути зсунуті в часі на 90 електричних градусів.

Якщо якась з перерахованих вище умов для ν -ї гармоніки трифазної або двофазної обмоток не виконується, магнітне поле даної гармоніки буде **еліптичним**.

Наприклад, поле буде еліптичним, якщо обмотку статора ввімкнути в мережу з несиметричною напругою або якщо обмотка статора несиметрична.

Просторовий вектор МРС **еліптичного поля** в різні моменти часу не залишається постійним і при обертанні своїм кінцем описує еліпс (рис. 26.9).

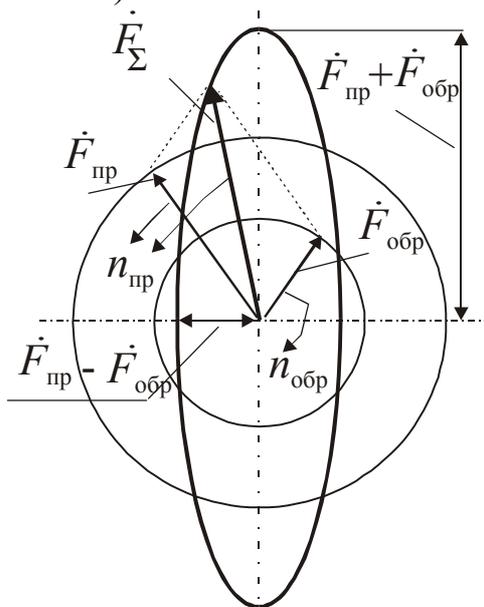


Рис. 26.9. Утворення еліптичного обертового поля

Еліптичне магнітне поле може бути розкладене на два обертові у протилежні боки з однаковою частотою обертання ($n_{пр} = -n_{обр}$) кругові магнітні поля.

Результуюча МРС у кожний момент часу буде дорівнювати геометричній сумі МРС прямого й зворотного поля:

$$\dot{F}_{\Sigma} = \dot{F}_{пр} + \dot{F}_{обр}$$

Причому $F_{пр} > F_{обр}$.

Найбільше значення вектор МРС результуючого поля \dot{F}_{Σ} має при збігу в просторі векторів МРС $\dot{F}_{пр}$ та $\dot{F}_{обр}$. Найменше значення утворюється при зустрічному напрямку векторів $\dot{F}_{пр}$, $\dot{F}_{обр}$.

Якщо пряма й зворотна складові магнітного поля дорівнюють за величиною, то результуюче поле стає пульсуючим.

Пульсуюче поле (як було розглянуто раніше) створює однофазна обмотка, ввімкнена в мережу змінного струму. Рівняння пульсуючої хвилі для ν -ї гармоніки

$$F_{\phi v(x,t)} = F_{\phi vm} \cdot \sin \omega t \cdot \cos (v \cdot \alpha). \quad (26.42)$$

Пульсуюче магнітне поле розкладається на два кругових магнітних поля, які обертаються у протилежні боки з однаковою частотою обертання ($n_{\text{пр}} = -n_{\text{обр}}$) (рис. 26.10)

$$\begin{aligned} F_{\phi v(x,t)} &= F_{\phi vm} \cdot \sin \omega t \cdot \cos (v \cdot \alpha) = \\ &= 0,5 F_{\phi vm} \sin (\omega t - v \cdot \alpha) + 0,5 F_{\phi vm} \sin (\omega t + v \cdot \alpha) = F_{\text{пр}} + F_{\text{обр}}. \end{aligned} \quad (26.43)$$

Амплітуди обертових МРС дорівнюють половині амплітуди пульсуючої МРС

$$\begin{aligned} F_{\text{пр}} = F_{\text{обр}} &= 0,5 F_{\phi m} = \\ &= 0,45 \cdot \frac{I_{\phi} \cdot w_{\phi}}{p} \cdot \kappa_{\text{об}}. \end{aligned} \quad (26.44)$$

Вектор МРС пульсуючого поля нерухомий у просторі та змінюється за величиною в часі від $F_{\phi m}$ до $-F_{\phi m}$, проходячи через нульове значення, коли вектори $\dot{F}_{\text{пр}}$ та $\dot{F}_{\text{обр}}$ спрямовані назустріч.

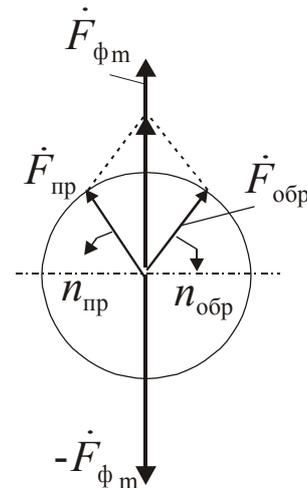


Рис. 26.10. Пульсуюче магнітне поле

Запитання для самоперевірки

1. Якими математичними виразами описуються перші та вищі гармоніки МРС котушки?
2. Яка залежність частоти обертання МРС обмотки статора від частоти струму і числа полюсів в обмотці статора?
3. Як змінити напрямок обертання МРС обмотки статора?
4. Який гармонійний склад має МРС трифазної обмотки?
5. Чому МРС третьої просторової гармоніки відсутня у трифазній обмотці і має місце у двофазній і однофазній обмотках?
6. Які умови створення кругової обертової МРС у трифазній обмотці?
7. Які умови створення кругової обертової МРС у двофазній обмотці?

ЧАСТИНА 4. **АСИНХРОННІ МАШИНИ**

27. КОНСТРУКЦІЯ ТА ПРИНЦИП ДІЇ АМ

27.1. Загальні положення

Асинхронною називається двообмоткова електрична машина змінного струму, у котрій одна обмотка (первинна) одержує живлення від електричної мережі з постійною частотою f_1 , а вторинна замикається накоротко або на електричний опір.

На долю асинхронних двигунів (АД) припадає до 90 % усіх електродвигунів, що випускаються. Широке їхнє поширення обумовлено простотою конструкції, надійністю в роботі, добрими експлуатаційними властивостями, невисокою вартістю та простотою обслуговування. Галузі застосування АД досить широкі – від побутових електроприладів до великих верстатів і агрегатів, підйомних пристроїв, транспортних засобів і т. п. Відповідно до цього одинична потужність АД становить від часток вата до тисяч кіловат.

Широкому використанню АД в сучасному електроприводі сприяє розробка електронних устроїв, що дозволяють розширити регулювальні властивості двигунів.

До недоліків АД слід віднести споживання з мережі реактивного струму, необхідного для створення магнітного потоку.

АД мають відносно високі ККД і $\cos \varphi$. При потужностях більш за 1 кВт: $\eta = 0,7 \div 0,95$, $\cos \varphi = 0,7 \div 0,9$.

Трифазні, двофазні, однофазні АД випускаються таких модифікацій:

- з підвищеним пусковим моментом;
- з підвищеним ковзанням;
- багатошвидкісні двигуни;
- на частоту 60 Гц;
- малошумні;
- вбудовані;
- з вмонтованим температурним захистом;

- для роботи від тиристорних перетворювачів;
- тропічного, волого-морозостійкого виконання;
- стійкого до хімічно агресивних середовищ;
- вибухозахищеного виконання.

27.2. Конструкція АД

Існують два основних типи асинхронних двигунів: двигуни з короткозамкненим ротором (рис. 27.1) та двигуни з контактними кільцями з фазним ротором (рис. 27.7). Основні частини АД: нерухома частина – статор і рухлива частина – ротор, розділені повітряним зазором $\delta \approx 0,1$ мм у двигунах малої потужності й $\delta \approx (1 \div 1,5)$ мм у двигунах великої потужності.

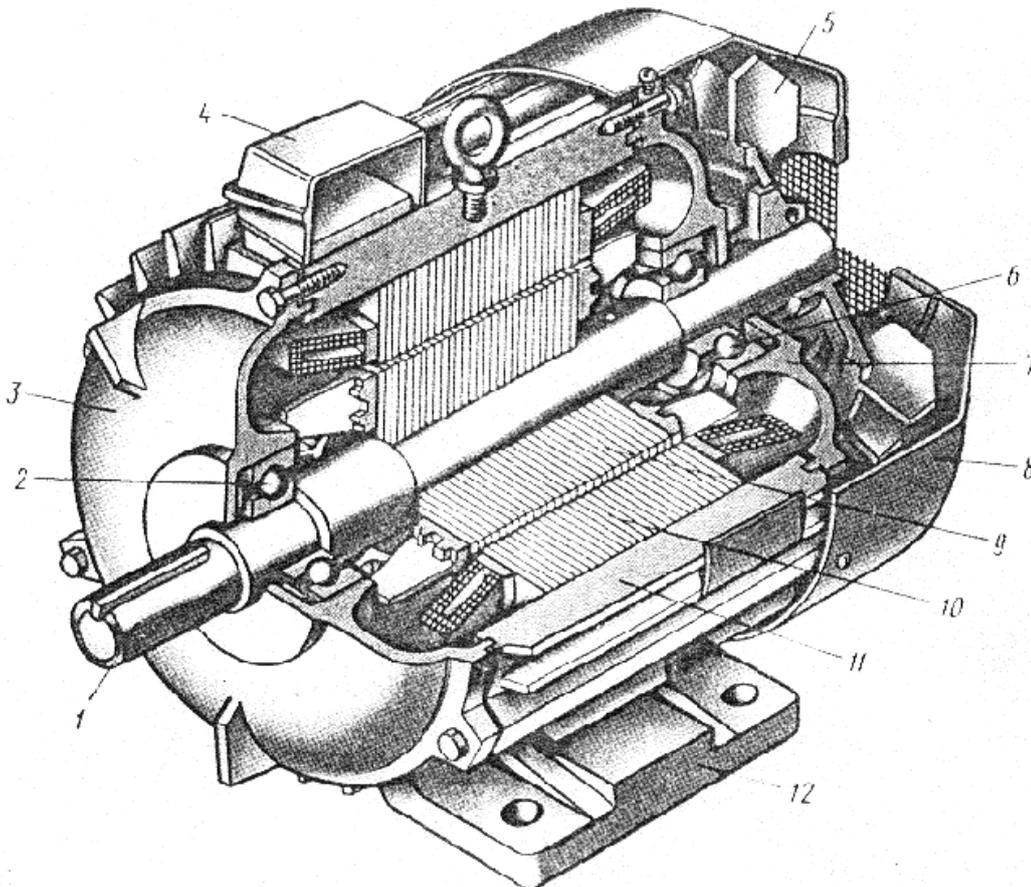


Рис. 27.1. Двигун із короткозамкненим ротором:

1 – вал; 2, 6 – підшипники; 3, 7 – підшипникові щити; 4 – коробка виводів; 5 – вентилятор; 8 – кожух вентилятора; 9 – осердя ротора з короткозамкненою обмоткою; 10 – осердя статора з обмоткою; 11 – корпус; 12 – лапи

Обидва типи двигунів мають однакову конструкцію статора і розрізняються за будовою ротора. Асинхронний двигун складається зі станини (корпусу), що повинен мати достатню механічну міцність, та виконується з чавуну або алюмінію. За допомогою лап двигун кріпиться до фундамен-

ту або до елементів виробничого механізму. Існують також інші засоби кріплення двигуна до виробничого механізму.

Вал двигуна обертається в підшипниках кочення. Підшипники із зовнішньої та внутрішньої сторін закриті кришками.

Конструкція оболонки (корпус, щити та ін.) залежить від виконання машини за ступенем захищеності та від системи охолодження.

Для поліпшення охолодження двигуна на його валу укріплений відцентровий вентилятор, що обдуває ребристий корпус машини (рис. 27.1). Вентилятор закритий кожухом.

У внутрішній розточці станини кріпиться осердя статора (рис. 27.2), скріплене скобами та запресоване у станину. Положення осердя фіксується штифтами, що перешкоджають його зсуву в аксіальному напрямку.

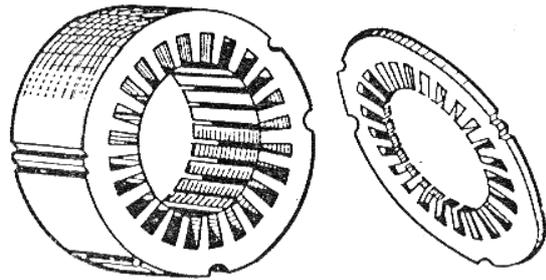


Рис. 27.2. Осердя статора та штампований лист

Для зменшення магнітних втрат осердя статора збирають з окремих, ізольованих термостійким покриттям листів (завтовшки 0,5 або 0,35 мм) електротехнічної сталі (рис. 27.2). Для осердя АД застосовують холоднокатані ізотропні електротехнічні сталі марок 2013, 2312, 2411 та ін.

У пази магнітопроводу статора укладається обмотка з ізольованого мідного проводу круглого або прямокутного перетину. Обмотку з круглого проводу вкладають (усипають) у напівзакриті пази через шліц у пазу (рис. 27.3).

Обмотки з прямокутного проводу виготовляють у вигляді жорстких секцій та вкладають у відкриті (рис. 27.4,а) або напіввідкриті (рис. 27.4,б) пази.

У сучасних АД використовують електроізоляційні матеріали класів нагрівостійкості B та F , а для спеціальних машин, що працюють у важких умовах, – класу H . У машинах розрізняють міжвиткову та корпусну ізоляції.

Міжвиткова ізоляція (між витками обмотки) забезпечується ізоляцією самого провідника, яка наноситься на нього в процесі виготовлення.

Корпусна ізоляція відокремлює провідники обмотки від корпусу електричної машини. Для неї використовують різноманітні прокладки, гільзи або ряд прошарків ізоляції.

Трифазна обмотка статора може бути з'єднана за схемою «зірка» – (Y) або «трикутник» – (Δ). Початки фаз обмоток на схемах позначаються буквами C_1, C_2, C_3 , кінці C_4, C_5, C_6 .

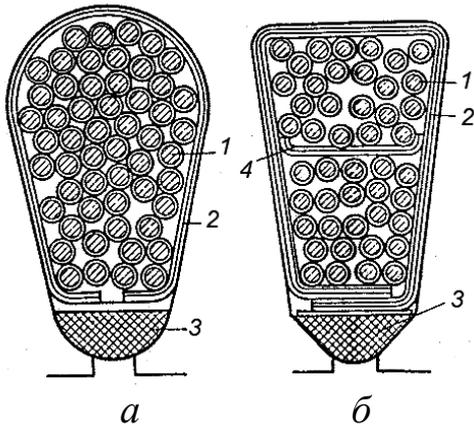


Рис. 27.3. Пази статора для всипних одношарової – а та двошарової – б обмоток:
1 – провідник; 2 – корпусна ізоляція; 3 – клин; 4 – міжшарова прокладка

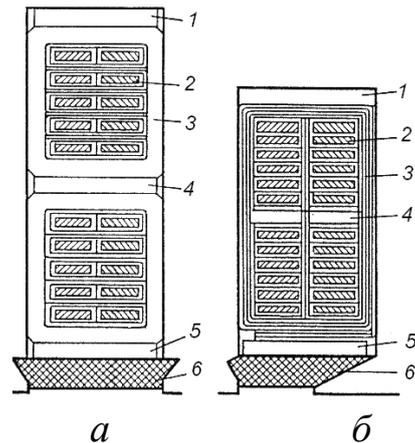


Рис. 27.4. Відкритий – а і напіввідкритий – б пази статора для обмоток із жорстких секцій: 1, 4, 5 – ізоляційні прокладки; 2 – провідник; 3 – корпусна ізоляція котушки; 6 – клин

Для зручності приєднання кінців обмотки статора до електричної мережі коробка виводів із затискачами розташована поверх станини та закріплена на ній болтами. Коробка виводів герметизована прокладками. До кожного затискача коробки підімкнений відповідний вивід обмотки статора. Для затискачів прийняті позначення, що відповідають виводам обмотки статора.

Виводи обмоток фаз розташовуються на панелі таким чином, щоб з'єднання обмоток фаз було зручно виконувати за допомогою перемичок, без перехрещування останніх (рис. 27.5, а).

Вмикання обмотки в зірку й трикутник за допомогою перемичок показано на рис. 27.5, б та 27.5, в.

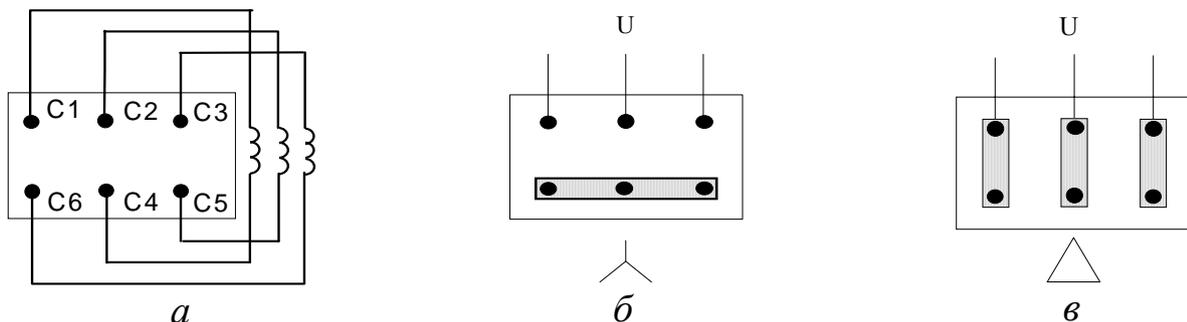


Рис. 27.5. Клемна панель коробки виводів

Обмотки двигунів малої та середньої потужностей виготовляють, наприклад, на напругу 220/127 В, 380/220 В. Напруга, зазначена у чисельнику, відповідає з'єднанню обмоток зіркою, у знаменнику – трикутником. У двигунах із фазним ротором є ще виводи обмотки ротора, з'єднані у зірку, – Р1, Р2, Р3.

Осердя (пакет) ротора збирають із листів електротехнічної сталі, що штампують разом із листами статора. У двигунах із короткозамкненим ротором (рис. 27.6) застосовують напівзакриті або закриті пази, що мають овальну або фігурну форми.

Обмотку ротора виконують шляхом заливки в пази під тиском алюмінієвого сплаву. Одночасно відливаються торцеві замкнуті кільця та вентиляційні лопатки (рис. 27.6,б).

У більш великих та спеціальних машинах у пази ротора вставляються мідні (бронзові, латунні) стержні, до яких приварюються мідні кільця, що замкнені накоротко (рис. 27.6,а).

Пакет з алюмінієвою кліткою напресовується на вал.

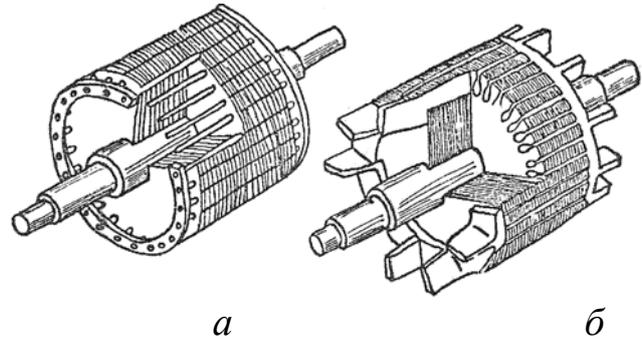


Рис. 27.6. Короткозамкнені ротори АД

Таким чином, короткозамкнена обмотка ротора являє собою клітку на зразок білячої. В електричному відношенні вона є багатофазною обмоткою з числом фаз, що дорівнює числу стержнів.

Двигуни з фазним ротором (рис. 27.7) випускаються головним чином на потужності понад 100 кВт.

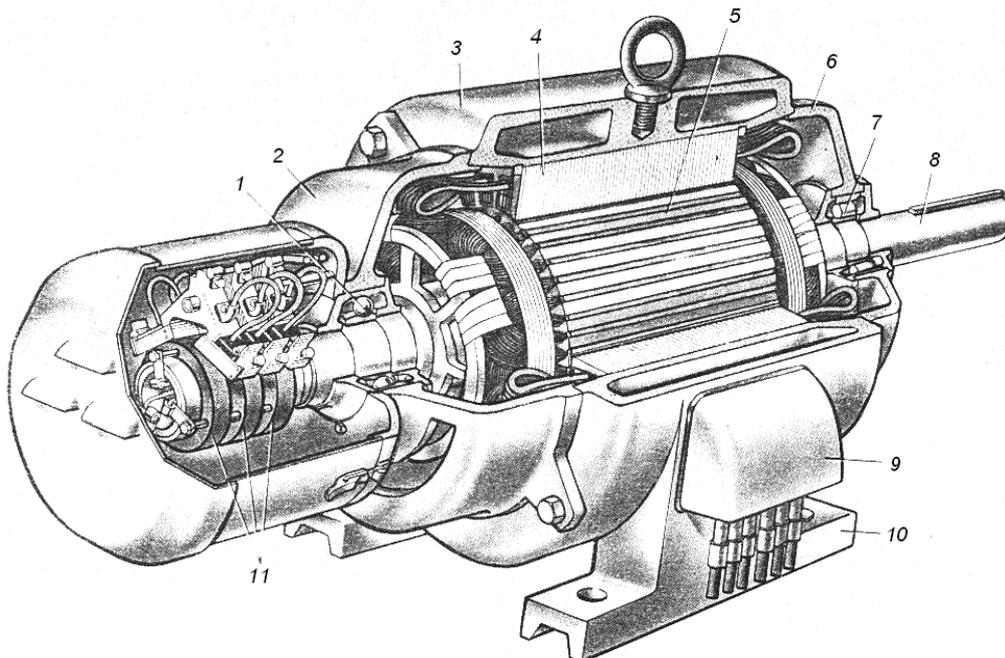


Рис. 27.7. Асинхронний двигун із фазним ротором:
 1, 7 – підшипники; 2, 6 – підшипникові щити; 3 – корпус;
 4 – осердя статора з обмоткою; 5 – осердя ротора; 8 – вал;
 9 – коробка виводів; 10 – лапи; 11 – контактні кільця

Контактні кільця розташовані поза оболонкою машини, вивідні кінці обмотки ротора проходять через отвір у валу та підмикаються до контактних кілець болтами. Щіткотримачі зі щітками прикріплюються щітковою траверсою до щита. Кільця ізольовані один від одного та від вала машини, і до них через нерухомі щітки підмикають пусковий або регулювальний реостат.

Для фазних роторів застосовують пази овальної форми (рис. 27.8,а), куди вкладають обмотку з круглого проводу або пази прямокутної форми (рис. 27.8,б), куди вкладають обмотку, що складається з жорстких секцій. В АД із фазним ротором у пази укладається трифазна обмотка аналогічно обмотці статора. Лобові частини роторної обмотки спираються на ізольовані металеві кільця (рис. 27.7) та за допомогою бандажів із склострічки утримуються від деформуючих впливів, викликаних відцентровими силами.

Для здійснення електричного контакту з обмоткою обертового ротора на кожне контактне кільце 1 (рис. 27.9) накладають звичайно дві щітки 2, що розташовуються у щіткотримачах 3, які мають пружини, що забезпечують притиснення щіток до контактних кілець з певним зусиллям.

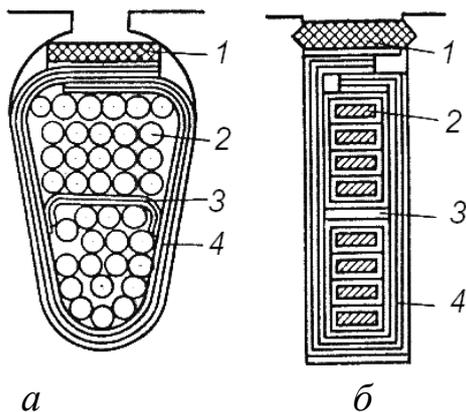


Рис. 27.8. Пази фазного ротора

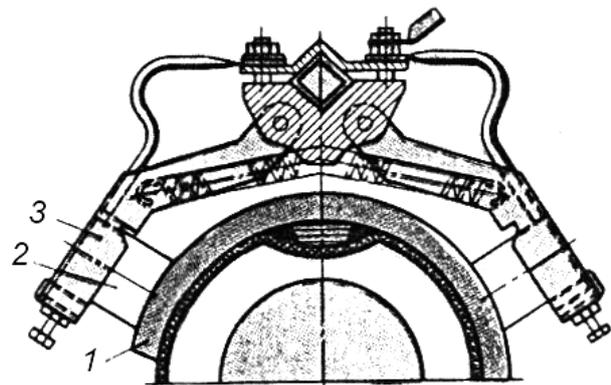


Рис. 27.9. Щіткотримач

Асинхронні двигуни з фазним ротором мають більш складну конструкцію та менш надійні, але вони мають кращі регулювальні і пускові властивості, ніж двигуни з короткозамкненим ротором.

Відповідно до принципу оборотності електричних машин асинхронні машини можуть працювати в режимі двигуна, електромагнітного гальма і генератора.

27.3. Режим роботи двигуна

Припустимо, що короткозамкнений ротор двигуна знаходиться в стані покою. При подачі напруги мережі до обмотки статора виникає магнітне поле, що обертається з частотою n_1 .

Для кращого розуміння принципу дії АД представимо обертове маг-

нітне поле у вигляді полюсів, що обертаються із частотою n_1 (рис. 27.10). Магнітний потік при своєму обертанні перетинає провідники обмотки ротора та індукує у них ЕРС $e_2 = -w_2 \frac{d\Phi}{dt}$.

Напрямок ЕРС визначається за правилом правої руки та показаний на рис. 27.10. При цьому враховано, що відносний рух провідників відбувається у бік, протилежний напрямку обертання поля.

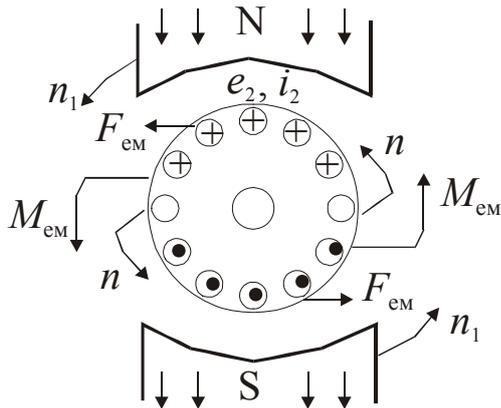


Рис. 27.10. Режим двигуна

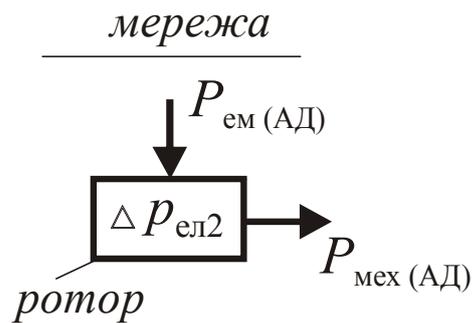


Рис. 27.11

Так як обмотка ротора замкнена, то в провідниках обмотки під дією ЕРС протікає струм i_2 , активна складова якого за напрямком збігається з ЕРС.

Взаємодія струму ротора з обертовим магнітним полем статора призводить до того, що на провідники ротора діють електромагнітні сили $F_{ем}$, які приводять до появи обертаючого електромагнітного моменту $M_{ем}$. Як можна встановити за правилом лівої руки, напрямок дії електромагнітних сил $F_{ем}$ збігається з напрямком обертання магнітного поля статора. Під дією $M_{ем}$ ротор приходить до обертання із частотою n у бік обертання поля.

При цьому ротор обертається з частотою $n < n_1$.

Частота обертання ротора n завжди менша від частоти обертання магнітного поля статора (синхронної частоти) n_1 .

Якщо припустити, що ротор обертається з $n = n_1$, то в обмотці ротора не буде наводитися ЕРС, не протікають струми і на ротор не діє електромагнітний момент. Таким чином, ротор АД не може самостійно обертатися із синхронною частотою n_1 .

Різниця між частотою обертання магнітного поля статора n_1 та частотою обертання ротора n називається частотою ковзання n_s

$$n_s = n_1 - n \quad (27.1)$$

Відношення частоти ковзання (n_s) до частоти обертання магнітного поля статора (n_1) називається ковзанням

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1}. \quad (27.2)$$

Перетворимо (27.2) та одержимо вираз для частоти обертання ротора

$$n = n_1 \cdot (1 - s), \quad (27.3)$$

або з урахуванням того, що $n_1 = 60 \cdot f_1 / p$, (27.4)

дістаємо
$$n = \frac{60 \cdot f_1}{p} \cdot (1 - s). \quad (27.5)$$

Якщо прийняти, що $f_1 = 50$ Гц, а номінальне ковзання $s_H = 0,05$, то можна розрахувати значення n_1 та n для різних чисел пар полюсів машини. Ці розрахунки наведені у табл. 27.1.

Обертове магнітне поле статора переміщається щодо ротора з частотою n_s та наводить у роторі ЕРС E_{2s} , частота котрої

$$f_2 = \frac{p \cdot n_s}{60} = \frac{p}{60} \cdot (n_1 - n) \cdot \frac{n_1}{n_1} = \frac{p \cdot n_1}{60} \cdot s = f_1 \cdot s. \quad (27.6)$$

Таким чином, частота струму та ЕРС в обмотці ротора залежить від ковзання АД.

Таблиця 27.1

Частоти обертання поля статора та ротора при різних $2p$

$2p$	2	4	6	8	10	12
n_1 (об/хв)	3000	1500	1000	750	600	500
n (об/хв)	2850	1425	950	712	570	475

Знайдемо діапазон зміни ковзання для режиму двигуна. Коли ротор нерухомий, $n = 0$ та $s = 1$. Такий режим АД називають режимом короткого замикання (КЗ). Якщо $n = n_1$, то $s = 0$ і це відповідає режиму ідеального неробочого ходу АД.

Отже, для режиму двигуна АМ $0 < s \leq 1$.

На ротор передається електромагнітна потужність

$$P_{ем} = M_{ем} \cdot \Omega_1 = M_{ем} \cdot \frac{2\pi \cdot n_1}{60} = M_{ем} \cdot \frac{2\pi \cdot f_1}{p}. \quad (27.7)$$

З ротора знімається повна механічна потужність

$$P_{\text{мех}} = M_{\text{ем}} \cdot \Omega = M_{\text{ем}} \cdot \frac{2\pi \cdot n}{60}. \quad (27.8)$$

Втрати в обмотці ротора

$$\Delta p_{\text{ел2}} = P_{\text{ем}} - P_{\text{мех}} = M_{\text{ем}} (\Omega_1 - \Omega) \cdot \frac{\Omega_1}{\Omega_1} = P_{\text{ем}} \cdot s. \quad (27.9)$$

$$\text{Електромагнітна потужність } P_{\text{ем(АД)}} = \Delta p_{\text{ел2}} / s > 0. \quad (27.10)$$

Повна механічна потужність

$$P_{\text{мех(АД)}} = P_{\text{ем}} - \Delta p_{\text{ел2}} = P_{\text{ем}} (1 - s) > 0. \quad (27.11)$$

У руховому режимі роботи АМ електромагнітна потужність $P_{\text{ем(АД)}}$, додана до ротора, за відрахуванням втрат в обмотці ротора $\Delta p_{\text{ел2}}$ перетвориться в механічну потужність на валу двигуна $P_{\text{мех(АД)}}$ (рис. 27.11).

27.4. Режим роботи електромагнітного гальма

Якщо ротор під дією сторонніх сил почне обертатися у бік, протилежний напрямку обертання магнітного поля, то виникне режим електромагнітного гальма (ЕМГ) (рис. 27.12).

За цих умов електромагнітний момент машини, направлений у бік обертання поля статора, але проти обертання ротора, буде справляти на ротор гальмуючу дію.

Наприклад, режим ЕМГ виникає, якщо у працюючого двигуна поміняти місцями будь-яку пару проводів, що підходять до обмотки статора. При цьому поле статора змінить свій напрямок, а ротор за інерцією буде обертатися в старому напрямку.

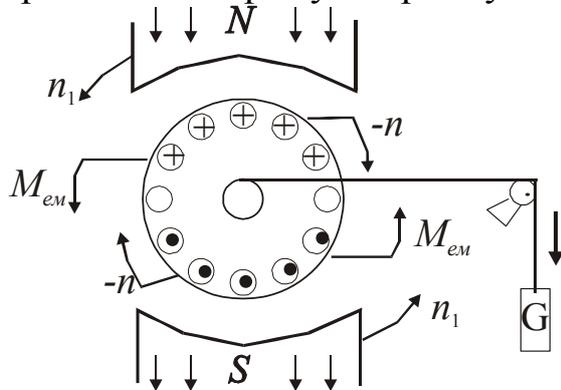


Рис. 27.12. Режим ЕМГ

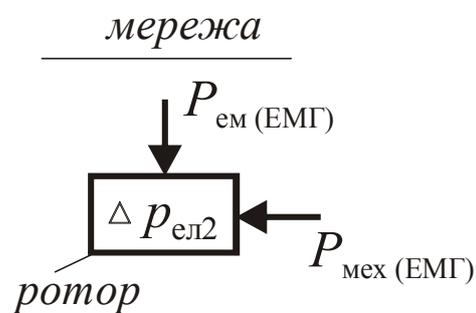


Рис. 27.13

Тому цей режим називають ще електромагнітним гальмуванням противмиканням. Так як частота обертання ротора від'ємна ($-n$), то відповід-

но до виразу (27.2) ковзання стане більше за одиницю

$$s = \frac{n_1 - (-n)}{n_1} > 1. \tag{27.12}$$

Ковзання АМ у режимі ЕМГ може змінюватися в діапазоні

$$1 < s < +\infty.$$

Електромагнітна потужність

$$P_{ем(ЕМГ)} = \Delta p_{ел2} / s > 0.$$

Повна механічна потужність у режимі ЕМГ

$$P_{мех(ЕМГ)} = P_{ем}(1 - s) < 0 \tag{27.13}$$

змінює свій знак, тобто підводиться до вала АМ (рис. 27.13).

Режим ЕМГ супроводжується великими втратами в обмотці ротора.

27.5. Режим роботи генератора

Генераторний режим виникає в тому випадку, коли ротор за допомогою стороннього двигуна обертається в напрямку обертання магнітного поля з частотою, більшою від частоти обертання магнітного поля $n > n_1$. При цьому ковзання стане від'ємним $s < 0$. ЕРС та струм в обмотці ротора змінять свій знак (рис. 27.14).

Електромагнітний момент $M_{ем}$, що діє на ротор, теж змінить свій напрямок, тобто буде спрямований назустріч обертовому магнітному полю n_1 і стане гальмуючим відносно обертаючого моменту M_1 приводного двигуна (ПД).

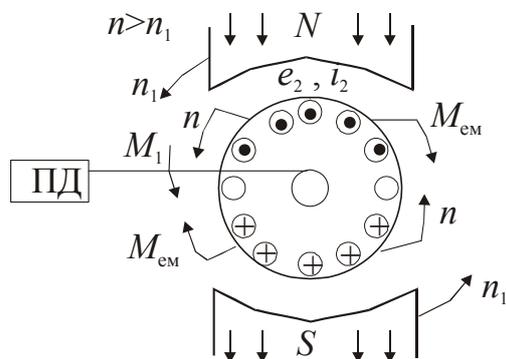


Рис. 27.14. Режим генератора

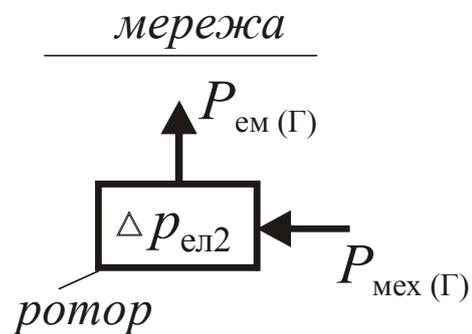


Рис. 27.15

Ковзання в режимі генератора може змінюватися в діапазоні

$$-\infty < s < 0.$$

Електромагнітна потужність $P_{\text{ем}(\Gamma)} = \Delta p_{\text{ел}2}/s < 0$ та повна механічна потужність у режимі генератора змінюють свій знак (рис. 27.15).

$$P_{\text{мех}(\Gamma)} = P_{\text{ем}}(1-s) < 0. \quad (27.14)$$

У генераторному режимі механічна потужність $P_{\text{мех}(\Gamma)}$, додана до вала машини, за відрахуванням втрат в обмотці ротора $\Delta p_{\text{ел}2}$ перетвориться в електромагнітну потужність $P_{\text{ем}(\Gamma)}$.

Як підсумок на рис. 27.16 показана залежність $n = f(s)$ та позначені режими роботи асинхронної машини:

- при від'ємному ковзанні $s = 0 \div -\infty$ ($n > n_1$) – генераторний режим (Г);
- при ковзанні $s = 0 \div 1$ ($n < n_1$) – режим двигуна (Д);
- при ковзанні більше за одиницю $s = 1 \div +\infty$ – режим електромагнітного гальма (ЕМГ).

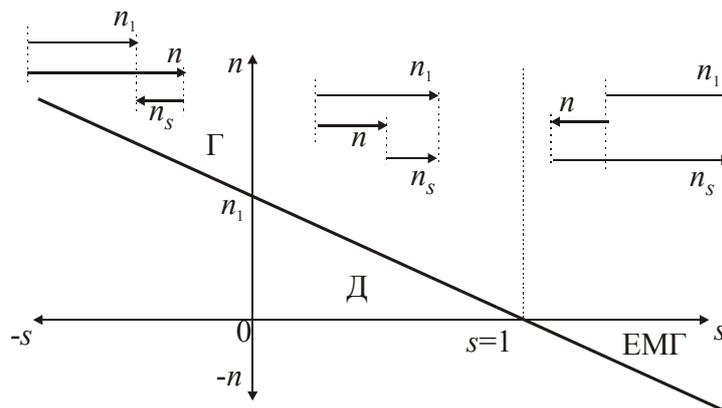


Рис. 27.16. Режими роботи АМ

Магнітний потік статора (Φ_1) обертається в просторі з частотою $n_1 = 60 \cdot f_1/p$. Оскільки поле ротора (Φ_2) переміщається відносно ротора з частотою n_s , а самий ротор обертається з частотою n , то магнітний потік ротора (Φ_2) обертається в просторі відносно статора з частотою

$$n + n_s = n + (n_1 - n) = n_1 = 60 f_1/p. \quad (27.15)$$

Рівняння (27.15) виконується завжди незалежно від режиму роботи АМ. Це означає, що магнітні поля статора та ротора взаємно нерухомі одне відносно одного і в результаті додавання створюють результуюче магнітне поле АМ, що, як і в трансформаторі, вважається незмінним при переході від режиму неробочого ходу до навантаження, тобто

$$\Phi_1 + \Phi_2 = \Phi_m = const. \quad (27.16)$$

28. ОСНОВНІ РІВНЯННЯ, СХЕМА ЗАМІЩЕННЯ АСИНХРОННОЇ МАШИНИ

28.1. Рівняння електричної рівноваги

Результуючий магнітний потік складається з основного магнітного потоку Φ_m , зчепленого як з обмоткою статора, так і з обмоткою ротора, та двох потоків розсіяння: $\Phi_{\sigma 1}$ – потоку розсіяння обмотки статора і $\Phi_{\sigma 2}$ – потоку розсіяння обмотки ротора.

Основний магнітний потік Φ_m , що обертається з частотою n_1 , наводить у нерухомій обмотці статора ЕРС

$$E_1 = 4,44 \cdot f_1 \cdot w_1 \cdot \Phi_m \cdot \kappa_{\sigma 1} \quad (28.1)$$

Потік розсіяння $\Phi_{\sigma 1}$ наводить в обмотці статора ЕРС розсіяння, значення якої визначається індуктивним падінням напруги

$$\dot{E}_{\sigma 1} = -j\dot{I}_1 \cdot x_1, \quad (28.2)$$

де x_1 – індуктивний опір розсіяння фази обмотки статора.

Для кола обмотки статора за другим законом Кірхгофа можна записати рівняння напруг

$$\dot{U}_1 + \dot{E}_1 + \dot{E}_{\sigma 1} = \dot{I}_1 \cdot r_1, \quad (28.3)$$

де $\dot{I}_1 \cdot r_1$ – падіння напруги в активному опорі r_1 обмотки статора.

Рівняння (28.3) звичайно записують у такому вигляді:

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 - \dot{E}_{\sigma 1} + \dot{I}_1 \cdot r_1 = -\dot{E}_1 + j\dot{I}_1 \cdot x_1 + \dot{I}_1 \cdot r_1. \quad (28.4)$$

При обертанні ротора з частотою n основний магнітний потік Φ_m обертається відносно ротора з частотою $n_s = n_1 - n$ і наводить в обмотці ротора ЕРС

$$E_{2s} = 4,44 \cdot f_2 \cdot w_2 \cdot \Phi_m \cdot \kappa_{\sigma 2}, \quad (28.5)$$

де $f_2 = f_1 \cdot s$ – частота ЕРС в обмотці ротора, що обертається;

w_2 – число послідовно з'єднаних витків фази обмотки ротора;

$\kappa_{\sigma 2}$ – обмотковий коефіцієнт обмотки ротора.

З урахуванням виразу для частоти ЕРС в роторі $f_2 = f_1 \cdot s$, ЕРС в обмотці ротора, що обертається:

$$E_{2s} = 4,44 \cdot f_1 \cdot w_2 \cdot \Phi_m \cdot \kappa_{об2} \cdot s = E_2 \cdot s, \quad (28.6)$$

де $E_2 = 4,44 \cdot f_1 \cdot w_2 \cdot \Phi_m \cdot \kappa_{об2}$ – ЕРС в обмотці нерухомого ротора.

Потік розсіяння $\Phi_{\sigma 2}$ наводить в обмотці ротора, що обертається, ЕРС розсіяння, значення якої визначається індуктивним падінням напруги в цій обмотці

$$\dot{E}_{\sigma 2} = -j\dot{I}_2 \cdot x_{2s}, \quad (28.7)$$

$$\text{де } x_{2s} = 2\pi \cdot f_2 \cdot L_2 = 2\pi \cdot f_1 \cdot L_2 \cdot s = x_2 \cdot s, \quad (28.8)$$

x_2 – індуктивний опір розсіяння обмотки нерухомого ротора.

$$\text{Остаточно } \dot{E}_{\sigma 2} = -j\dot{I}_2 \cdot x_2 \cdot s. \quad (28.9)$$

Обмотка ротора АМ не зв'язана електрично із зовнішньою мережею і до неї не підводиться напруга. Тому рівняння напруг для кола ротора за другим законом Кірхгофа має вигляд

$$\dot{E}_{2s} + \dot{E}_{\sigma 2} = \dot{I}_2 \cdot r_2, \quad (28.10)$$

де $\dot{I}_2 \cdot r_2$ – падіння напруги в активному опорі r_2 обмотки ротора.

Система рівнянь електричної рівноваги для АМ, що обертається, набуває вигляду

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + j\dot{I}_1 \cdot x_1 + \dot{I}_1 \cdot r_1; \\ \dot{E}_2 \cdot s = j\dot{I}_2 \cdot x_2 \cdot s + \dot{I}_2 \cdot r_2. \end{cases} \quad (28.11)$$

28.2. Рівняння магніторушійних сил та струмів

Основний магнітний потік створюється сукупною дією МРС обмоток статора F_1 та ротора F_2

$$\dot{\Phi}_m = (\dot{F}_1 + \dot{F}_2) / R_\mu = \dot{F}_0 / R_\mu, \quad (28.12)$$

де R_μ – магнітний опір магнітного кола;

F_0 – результуюча МРС, що дорівнює МРС обмотки статора в режимі неробочого ходу

$$F_0 = 0,45 \cdot m_1 \cdot I_0 \cdot w_1 \cdot \kappa_{об1} / p, \quad (28.13)$$

де I_0 – струм неробочого ходу в обмотці статора.

МРС обмоток статора і ротора на один полюс у режимі навантаженого двигуна

$$\begin{cases} F_1 = 0,45 \cdot m_1 \cdot I_1 \cdot w_1 \cdot \kappa_{об1} / p; \\ F_2 = 0,45 \cdot m_2 \cdot I_2 \cdot w_2 \cdot \kappa_{об2} / p, \end{cases} \quad (28.14)$$

де m_1, m_2 – число фаз в обмотках статора, ротора.

При зміні навантаження на валу змінюються струми в обмотках статора та ротора. При струмі у статорі, який не перевищує номінальний, падіння напруги в обмотці статора є малим і можна прийняти

$$U_1 \approx E_1 = 4,44 \cdot f_1 \cdot w_1 \cdot \kappa_{об1} \cdot \Phi_m. \quad (28.15)$$

Звідки випливає, що магнітний потік

$$\Phi_m \approx \frac{U_1}{4,44 \cdot f_1 \cdot w_1 \cdot \kappa_{об1}} = const$$

та не залежить від навантаження, якщо $U_1 = const$. Цим і пояснюється те, що, незважаючи на зміни МРС F_1 і F_2 , результуюча МРС залишається незмінною, тобто

$$\dot{F}_0 = \dot{F}_1 + \dot{F}_2 = const \quad \text{або}$$

$$\frac{0,45 \cdot m_1 \cdot w_1 \cdot \kappa_{об1}}{p} \cdot \dot{I}_0 = \frac{0,45 \cdot m_1 \cdot w_1 \cdot \kappa_{об1}}{p} \cdot \dot{I}_1 + \frac{0,45 \cdot m_2 \cdot w_2 \cdot \kappa_{об2}}{p} \cdot \dot{I}_2;$$

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_1 + \dot{I}_2 \cdot \frac{m_2 \cdot w_2 \cdot \kappa_{об2}}{m_1 \cdot w_1 \cdot \kappa_{об1}}. \quad (28.16)$$

Звідки рівняння струмів

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 + (-\dot{I}'_2). \quad (28.17)$$

При ідеальному неробочому ході ($s=0$) струм ротора $I_2 = 0$, а $I_1 = I_0$. При $s \neq 0$ в обмотці ротора з'являється струм I_2 , що прагне змінити магнітний потік. Для збереження магнітного потоку первинна обмотка, як це впливає з рівняння (28.17), буде споживати з мережі додатковий струм $-I'_2$, що компенсує магнітний потік, створений струмом I_2 .

Тому в асинхронних машинах при збільшенні ковзання одночасно з підвищенням струму I_2 зростає струм I_1 .

28.3. Заміна ротора, що обертається, нерухомим

Частота струму в обмотці ротора, що обертається, відрізняється від частоти струму в обмотці статора. У цьому випадку не можна побудувати

векторну діаграму і схему заміщення.

Необхідно перетворити рівняння напруг обмотки ротора таким чином, щоб усі величини в роторі змінювалися з частотою f_1 . Для цього необхідно замінити ротор, що обертається із частотою n , нерухомим, тому що при $s = 1$ частота в роторі $f_2 = f_1 \cdot s = f_1$.

При цьому параметри обмотки нерухомого ротора потрібно прийняти такими, щоб перехід до нерухомого ротора не вплинув на процеси електромагнітного перетворення енергії. Для цього необхідно, щоб величина струму I_2 та його фаза ψ_2 залишилися без зміни.

При роторі, що обертається:

$$\text{– струм} \quad I_{2s} = E_2 \cdot s / \sqrt{r_2^2 + (x_2 \cdot s)^2}; \quad (28.18)$$

$$\text{– фаза} \quad \psi_2 = \arctg [(x_2 \cdot s) / r_2]. \quad (28.19)$$

При нерухомому роторі:

$$\text{– струм} \quad I_2 = \frac{E_2}{\sqrt{\left(\frac{r_2}{s}\right)^2 + x_2^2}}; \quad (28.20)$$

$$\text{– фаза} \quad \psi_2 = \arctg \frac{x_2}{r_2/s}. \quad (28.21)$$

Отже, для збереження струму ротора та його фази потрібно збільшити активну і реактивну його складові пропорційно зміні ЕРС E_{2s} , тобто в $1/s$ разів. Замість опору r_2 потрібно взяти опір r_2/s , а замість опору $(x_2 \cdot s)$ потрібно взяти опір x_2 .

При цьому рівняння електричної рівноваги для кола ротора

$$\dot{E}_2 = \dot{I}_2 \cdot (r_2/s + jx_2) \quad (28.22)$$

і, якщо представити $r_2/s = r_2 + r_2 \cdot \left(\frac{1-s}{s}\right)$, то

$$\dot{I}_2 \cdot r_2 \frac{1-s}{s} = \dot{E}_2 - \dot{I}_2 (r_2 + jx_2). \quad (28.23)$$

Рівняння (28.23) дозволяє зробити висновок про те, що асинхронну машину можна розглядати як трансформатор, до первинної обмотки якого

подається напруга U_1 , а вторинна обмотка навантажена на змінний опір $r_2 \left(\frac{1-s}{s} \right)$, що залежить від ковзання.

В еквівалентній АМ із нерухомим ротором змінюється характер перетворення енергії в самому роторі. В машині, що обертається, електромагнітна потужність $P_{ем}$ перетворюється в повну механічну потужність $P_{мех}$ та потужність електричних втрат в обмотці ротора $\Delta p_{ел2}$

$$P_{ем} = M_{ем} \cdot \Omega_1 = P_{мех} + \Delta p_{ел2} = P_{ем} \cdot (1-s) + P_{ем} \cdot s; \quad (28.24)$$

$$P_{мех} = P_{ем} \cdot (1-s) = \Delta p_{ел2} \frac{1-s}{s} = m_2 \cdot I_2^2 \cdot r_2 \frac{1-s}{s}; \quad (28.25)$$

$$\Delta p_{ел2} = P_{ем} \cdot s = m_2 \cdot I_2^2 \cdot r_2. \quad (28.26)$$

У машині з нерухомим ротором електромеханічного перетворення енергії не відбувається. Вся електромагнітна потужність перетворюється в електричні втрати в обмотці ротора з опором r_2 / s

$$P_{ем} = \Delta p_{ел2} = m_2 \cdot I_2^2 \cdot \frac{r_2}{s} = m_2 \cdot I_2^2 \cdot r_2 \cdot \frac{1-s}{s} + m_2 \cdot I_2^2 \cdot r_2. \quad (28.27)$$

Асинхронна машина з нерухомим ротором, параметри всіх кіл якої змінюються з частотою f_1 , являє собою трансформатор з обертовим магнітним полем.

28.4. Приведення параметрів обмотки ротора

Для того щоб можна було проводити аналіз векторних діаграм, здійснюють приведення параметрів обмотки ротора до обмотки статора. При цьому обмотку ротора з числом фаз m_2 , обмотковим коефіцієнтом $k_{об2}$ і числом витків на фазу w_2 заміняють обмоткою з m_1 , $k_{об1}$, w_1 . При такій заміні у приведенного ротора потужності та кути фазових зрушень усіх векторів повинні залишитися такими ж, що і до приведення.

Перерахування реальних параметрів обмотки ротора на приведені здійснюється за такими формулами.

Приведене значення ЕРС ротора при $s=1$

$$E'_2 = E_1 = k_e \cdot E_2, \quad (28.28)$$

де $k_e = \frac{E_1}{E_2} = \frac{w_1 \cdot \kappa_{об1}}{w_2 \cdot \kappa_{об2}}$ – коефіцієнт трансформації напруги при нерухомому роторі.

Приведений струм ротора

$$I'_2 = I_2 \frac{m_2 \cdot w_2 \cdot \kappa_{об2}}{m_1 \cdot w_1 \cdot \kappa_{об1}} = I_2 \cdot \frac{1}{k_i}, \quad (28.29)$$

де
$$k_i = \frac{I_2}{I'_2} = \frac{m_1 \cdot w_1 \cdot \kappa_{об1}}{m_2 \cdot w_2 \cdot \kappa_{об2}} = k_e \cdot \frac{m_1}{m_2}. \quad (28.30)$$

На відміну від трансформаторів в асинхронних машинах коефіцієнти $k_e \neq k_i$, тому що в загальному випадку число фаз в обмотці статора й обмотці ротора не однакове.

Для АМ з КЗ ротором: $m_2 = Z_2$, $w_2 = 1/2$, $\kappa_{об2} = 1$.

Виходячи з рівності електричних втрат у реальній та приведеній обмотках ротора

$$m_1 \cdot I_2'^2 \cdot r_2' = m_2 \cdot I_2^2 \cdot r_2,$$

дістаємо приведений активний опір обмотки ротора

$$r_2' = \frac{m_2 \cdot I_2^2}{m_1 \cdot I_2'^2} r_2 = k_r \cdot r_2, \quad (28.31)$$

де
$$k_r = k_e \cdot k_i = \frac{m_1}{m_2} \cdot k_e^2 = \frac{m_1}{m_2} \cdot \frac{w_1^2 \cdot \kappa_{об1}^2}{w_2^2 \cdot \kappa_{об2}^2}.$$

Зі сталості кута $\psi_2 = [r_2' \wedge x_2']$ випливає, що $k_x = k_r$ і приведений індуктивний опір обмотки ротора

$$x_2' = k_x \cdot x_2.$$

З урахуванням приведення параметрів система рівнянь АМ має вигляд:

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + j\dot{I}_1 \cdot x_1 + \dot{I}_1 \cdot r_1; \\ \dot{E}_2' = \dot{I}_2' \cdot (r_2' + r_2' \cdot \frac{1-s}{s}) + j\dot{I}_2' \cdot x_2'; \\ \dot{I}_1 = \dot{I}_0 + (-\dot{I}_2'). \end{cases} \quad (28.32)$$

28.5. Схеми заміщення асинхронної машини

Рівнянням ЕРС і струмів (28.32) відповідає Т-подібна електрична схема заміщення. Магнітний зв'язок обмоток статора і ротора в асинхронній машині на схемі заміщення замінений електричним зв'язком.

Опір $Z_m = r_m + jx_m$ визначає параметри намагнічуючої гілки схеми заміщення. Індуктивна складова цього опору x_m обумовлена головним магнітним потоком Φ_m і є індуктивним опором взаємної індукції.

За допомогою опору r_m враховуються магнітні втрати в сталі статора ($\Delta p_{ст1} = m_1 \cdot I_0^2 \cdot r_m$). Як і в трансформаторі, опір Z_m залежить від підведеної напруги U_1 . З підвищенням U_1 опір Z_m зменшується.

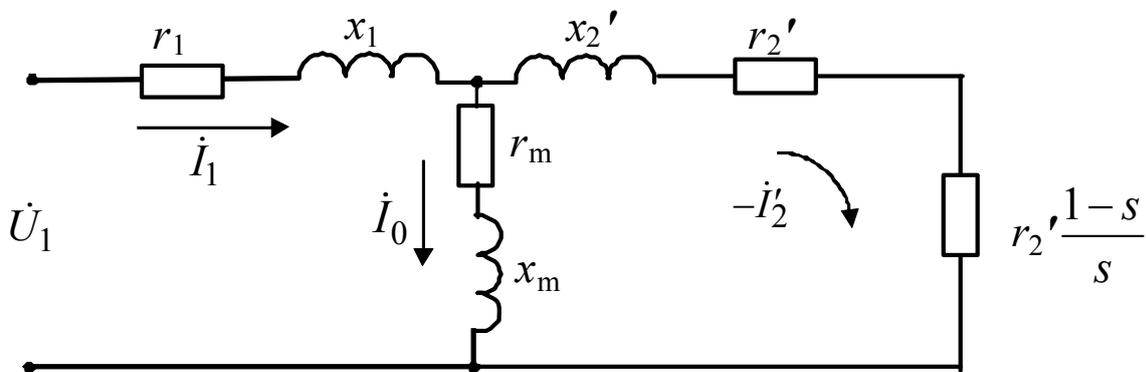


Рис. 28.1. Т-подібна схема заміщення АМ

Опір $r_2' \frac{1-s}{s}$ – єдиний змінний параметр схеми заміщення. Величина цього опору визначається ковзанням, а, отже, механічним навантаженням на валу асинхронного двигуна.

Так, якщо навантажувальний момент на валу двигуна $M_2 = 0$, то $s = 0$. При цьому величина $r_2' \frac{1-s}{s} = \infty$, що відповідає роботі двигуна в режимі неробочого ходу.

Якщо ж навантажувальний момент на валу двигуна перевищує його обертаючий момент, то ротор зупиняється і ковзання $s = 1$. При цьому величина $r_2' \frac{1-s}{s} = 0$, що відповідає режиму короткого замикання асинхронного двигуна.

Схема заміщення (рис. 28.1) незручна, тому що струм ротора I_2' залежить від ЕРС E_2' при нерухомому роторі

$$I_2' = \frac{E_2'}{\sqrt{x_2'^2 + (r_2' / s)^2}}. \quad (28.33)$$

Тому при розрахунках використовують Г-подібну схему заміщення (рис. 28.2). Контур, що намагнічує, виносять на спільні затискачі. Щоб при цьому струм, що намагнічує, не змінював своєї величини, у цей контур послідовно вмикають опори x_1 та r_1 .

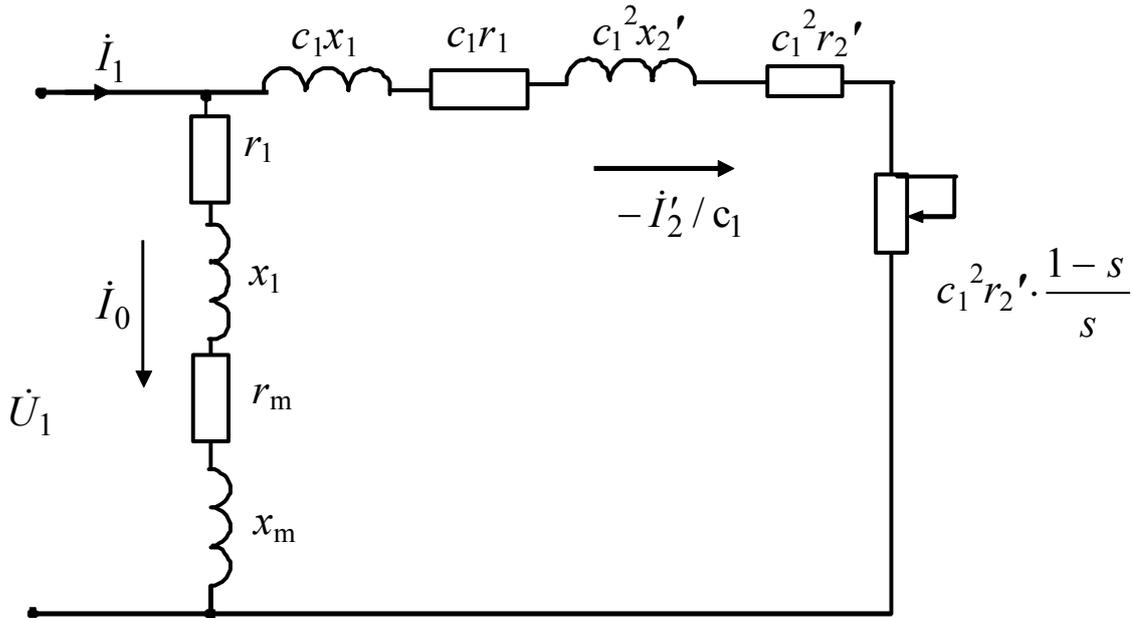


Рис. 28.2. Г-подібна схема заміщення АМ

В отриманій Г-подібній схемі заміщення опори контурів статора та ротора ввімкнені послідовно й утворюють спільний робочий контур, паралельно якому ввімкнений намагнічуючий контур.

Розрахунок параметрів робочого контуру за Г-подібною схемою заміщення потребує уточнення, що досягається введенням у розрахункові формули комплексного коефіцієнта $\dot{c}_1 = 1 + Z_1 / Z_m$.

Для машин від кількох кіловат і вище модуль цього коефіцієнта дорівнює $c_1 \approx 1,02 \dots 1,05$. При практичних розрахунках приймають $c_1 = 1$. Перехід до Г-подібної схеми заміщення істотно полегшує розрахунки і спрощує аналіз електромагнітних процесів. Струм I_2' (при $c_1 = 1$) із схеми на рис. 28.2 залежить від величини прикладеної напруги

$$I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{(r_1 + r_2' / s)^2 + (x_1 + x_2')^2}}. \quad (28.34)$$

28.6. Векторна діаграма асинхронного двигуна

Векторна діаграма асинхронного двигуна (рис. 28.3) є графічною ілюстрацією рівнянь (28.32).

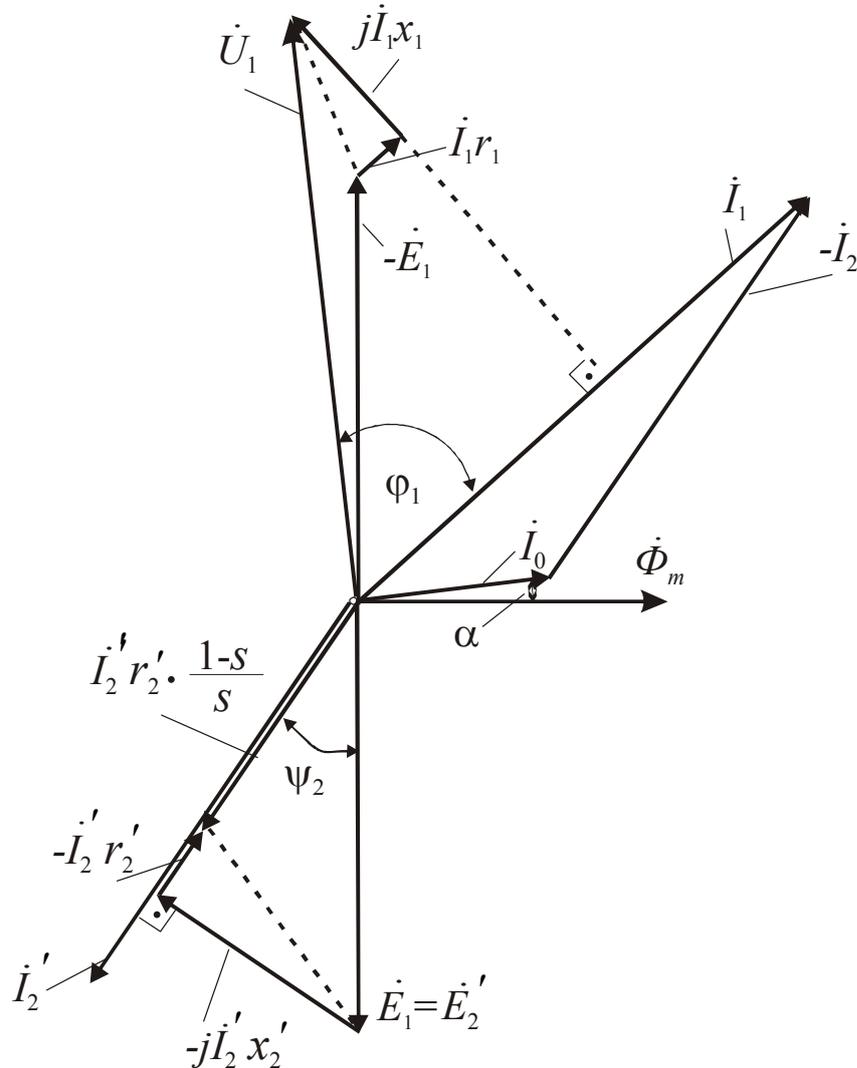


Рис. 28.3. Векторна діаграма АД

Проте якщо падіння напруги $I_2' \cdot r_2' \cdot \frac{1-s}{s}$ розглядати як напругу на активному навантаженні $r_2' \frac{1-s}{s}$ на затискачах обмотки ротора, то векторну діаграму АД можна розглядати як векторну діаграму ТР, на затискачах вторинної обмотки якого ввімкнений змінний опір $r_2' \frac{1-s}{s}$.

Інакше кажучи, АД в електричному відношенні подібний трансформатору, що працює на активне навантаження. Активна потужність вторинної обмотки такого трансформатора являє собою повну механічну потужність, що розвивається асинхронним двигуном

$$P_{\text{мех}} = P'_2 = m_1 \cdot I_2'^2 \cdot r_2' \cdot \frac{1-s}{s}. \quad (28.35)$$

Струм неробочого ходу (I_0) АМ значно більше, ніж у трансформатора, унаслідок значного повітряного зазору (табл. 28.1).

Таблиця 28.1

2p	I_0/I_H , %
2	25...30
4	30...40
6	40...50
8	50...60

28.7. Енергетичні діаграми АМ

Для рухового режиму АМ можна представити енергетичну діаграму активних потужностей (рис. 28.4)

Складові активної потужності:

– потужність, споживана з мережі

$$P_1 = m_1 \cdot U_{1\phi} \cdot I_{1\phi} \cdot \cos \varphi_1; \quad (28.36)$$

– електричні втрати в обмотках статора ($\Delta P_{\text{ел1}}$) та ротора ($\Delta P_{\text{ел2}}$)

$$\begin{cases} \Delta p_{\text{ел1}} = m_1 \cdot I_{1\phi}^2 \cdot r_1; \\ \Delta p_{\text{ел2}} = m_2 \cdot I_2'^2 \cdot r_2 = m_1 \cdot I_2'^2 \cdot r_2'; \end{cases} \quad (28.37)$$

– втрати в сталі статора

$$\Delta p_{\text{ст1}} = \Delta p_{1/50} \cdot \left(k_{\text{да}} \cdot B_a^2 \cdot G_a + k_{\text{дз}} \cdot B_z^2 \cdot G_z \right) \cdot \left(\frac{f_1}{50} \right)^{1,5}, \quad (28.38)$$

де G_a , G_z – маса сталі ярма та зубців статора, кг;

B_a , B_z – індукція в ярмі та зубцях статора, Тл;

$k_{\text{да}}$, $k_{\text{дз}}$ – коефіцієнти збільшення втрат у сталі $k_{\text{да}} \approx 1,6$; $k_{\text{дз}} \approx 1,8$;

$\Delta p_{1/50}$ – питомі втрати в сталі, Вт/кг.

Оскільки частота струму в роторі $f_2 = s \cdot f_1$, а номінальне ковзання звичайно $s_H < 0,05$, то частота f_2 мала і втратами в сталі ротора зневажають.

Додаткові втрати для номінального режиму

$$\Delta p_{\text{дод. н}} = 0,005 \cdot P_1, \quad (28.39)$$

а для довільного навантаження

$$\Delta p_{\text{дод}} = \Delta p_{\text{дод. н}} \cdot \left(\frac{I_1}{I_{1\text{н}}} \right)^2. \quad (28.40)$$

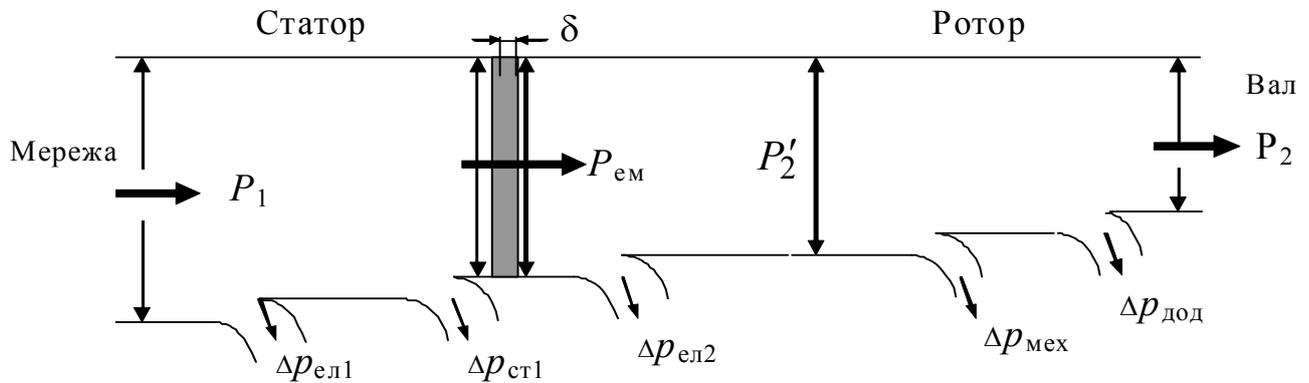


Рис. 28.4. Енергетична діаграма асинхронного двигуна

Повна механічна потужність на валу АД

$$P_2' = P_{\text{ем}} - \Delta p_{\text{ел2}}; \quad (28.41)$$

– корисна механічна потужність на валу АД

$$P_2 = P_2' - \Delta p_{\text{мех}} - \Delta p_{\text{дод}}. \quad (28.42)$$

Коефіцієнт корисної дії АД

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_1 - \sum \Delta p}{P_1} = 1 - \frac{\sum \Delta p}{P_1}, \quad (28.43)$$

де $\sum \Delta p = \Delta p_{\text{ел1}} + \Delta p_{\text{ст1}} + \Delta p_{\text{ел2}} + \Delta p_{\text{мех}} + \Delta p_{\text{дод}}$ – сума втрат.

З рис. 28.4 електромагнітна потужність $P_{\text{ем}} = M_{\text{ем}} \cdot \Omega_1$, повна механічна потужність $P_2' = M_{\text{ем}} \cdot \Omega$, електричні втрати в обмотці ротора

$$\Delta p_{\text{ел2}} = P_{\text{ем}} - P_2' = M_{\text{ем}} \cdot (\Omega_1 - \Omega) \cdot \frac{\Omega_1}{\Omega_1} = P_{\text{ем}} \cdot s, \quad (28.44)$$

де $\Omega_1 = \frac{2\pi \cdot n_1}{60} = \frac{2\pi \cdot f_1}{p}$, с^{-1} – кутова частота обертання поля статора;

$\Omega = \frac{2\pi \cdot n}{60}$, с^{-1} – кутова частота обертання ротора.

Вираз (28.41) для повної механічної потужності можна також представити у такому вигляді:

$$P_2' = P_{\text{ем}} - \Delta p_{\text{ел2}} = P_{\text{ем}} - P_{\text{ем}} \cdot s = P_{\text{ем}} \cdot (1 - s), \quad (28.45)$$

або
$$P'_2 = P_{\text{ем}} \cdot (1 - s) = \Delta p_{\text{ел2}} \cdot \frac{1 - s}{s} = m_1 \cdot I_2'^2 \cdot r_2' \cdot \frac{1 - s}{s}. \quad (28.46)$$

Аналогічно можна представити енергетичні діаграми активних потужностей для генераторного (рис. 28.5) та гальмового (рис. 28.6) режимів роботи АМ.

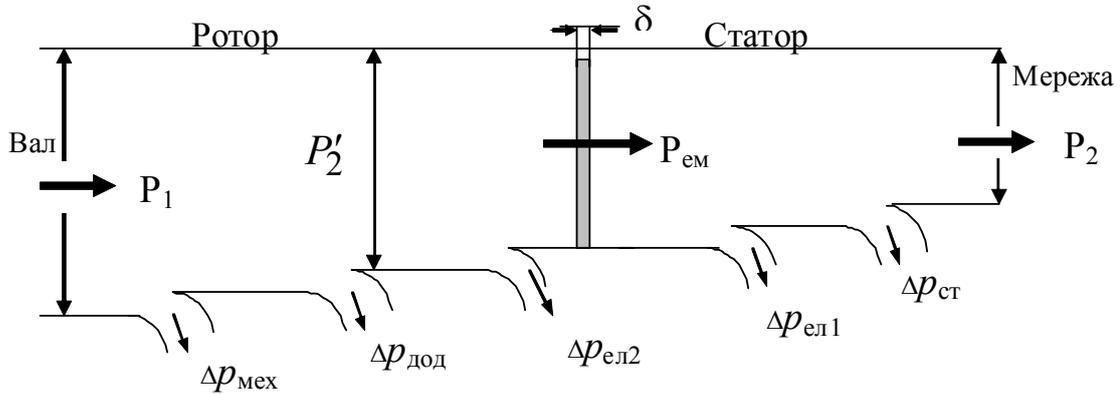


Рис. 28.5. Енергетична діаграма асинхронного генератора

Оскільки у гальмовому режимі ковзання $s > 1$, то втрати в сталі ротора необхідно враховувати.

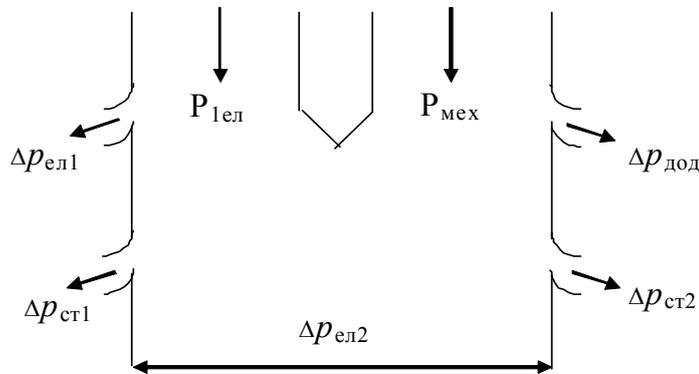


Рис. 28.6. Енергетична діаграма асинхронного гальма

Що стосується реактивної потужності Q_1 , то у всіх режимах роботи вона споживається з мережі та витрачається на створення основного магнітного поля (Q_m) і полів розсіяння первинної ($Q_{\sigma 1}$) та вторинної ($Q_{\sigma 2}$) обмоток

$$Q_1 = Q_{\sigma 1} + Q_{\sigma 2} + Q_m. \quad (28.47)$$

Енергетична діаграма реактивних потужностей АМ показана на рис. 28.7. Основну частину реактивної потужності складає Q_m , яка через наявність повітряного зазора і великого струму, що намагнічує, більше, ніж у трансформаторі.

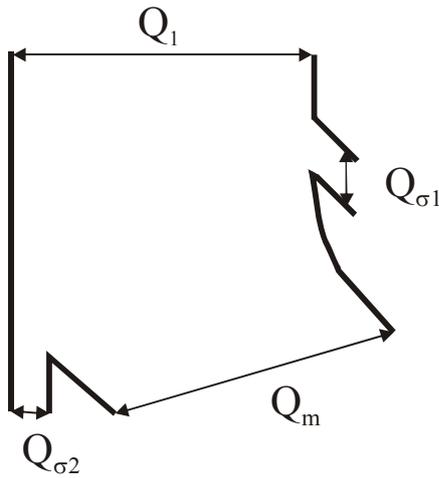


Рис. 28.7. Енергетична діаграма реактивних потужностей АМ

$$Q_1 = m_1 \cdot U_{1\phi} \cdot I_{1\phi} \cdot \sin \varphi_1; \quad (28.48)$$

$$Q_m = m_1 \cdot E_1 \cdot I_0 = m_1 \cdot I_0^2 \cdot x_m; \quad (28.49)$$

$$Q_{\sigma 1} = m_1 \cdot I_1^2 \cdot x_1; \quad (28.50)$$

$$Q_{\sigma 2} = m_1 \cdot I_2'^2 \cdot x_2' \cdot s. \quad (28.51)$$

Відношення активної потужності до повної називають коефіцієнтом потужності

$$\cos \varphi_1 = \frac{P_1}{S} = \frac{P_1}{\sqrt{P_1^2 + Q_1^2}}. \quad (28.52)$$

29. ЕЛЕКТРОМАГНІТНИЙ МОМЕНТ АД

29.1. Формули електромагнітного моменту

Електромагнітний момент АМ створюється взаємодією струму в обмотці ротора з обертовим магнітним полем. Електромагнітний момент пропорційний електромагнітній потужності

$$M_{\text{ем}} = \frac{P_{\text{ем}}}{\Omega_1} = \frac{\Delta p_{\text{ел2}}}{s \cdot \Omega_1} = \frac{m_1 \cdot I_2'^2 \cdot r_2'}{s \cdot (2\pi \cdot f_1 / p)}, \quad (29.1)$$

або електромагнітний момент пропорційний потужності електричних втрат в обмотці ротора.

З Г-подібної схеми заміщення приведене значення струму ротора

$$I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{(r_1 + r_2' / s)^2 + (x_1 + x_2')^2}} \quad \text{підставимо в (29.1) та дістаємо вираз для}$$

електромагнітного моменту

$$M_{\text{ем}} = \frac{m_1 \cdot p \cdot U_1^2 \cdot r_2' / s}{2\pi \cdot f_1 [(r_1 + r_2' / s)^2 + (x_1 + x_2')^2]}. \quad (29.2)$$

Електромагнітний момент при будь-якому заданому значенні ковзання пропорційний квадрату прикладеної напруги і тим менший, чим більші значення r_1 та індуктивних опорів розсіяння машини x_1 та x_2' .

Можна дістати ще один вираз електромагнітного моменту, якщо скористатися такою формулою для електромагнітної потужності приведенного двигуна

$$P_{\text{ем}} = m_1 \cdot E'_2 \cdot I'_2 \cdot \cos \psi_2. \quad (29.3)$$

У формулу (29.3) підставимо значення струму ротора з Т-подібної схеми заміщення

$$I'_2 = \frac{E'_2}{\sqrt{x_2'^2 + (r_2' / s)^2}} \quad \text{та ЕРС} \quad E'_2 = E_1 = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \cdot \Phi_m \cdot f_1 \cdot w_1 \cdot \kappa_{\text{обл}}.$$

Дістаємо такий вираз для електромагнітного моменту:

$$M_{\text{ем}} = \frac{P_{\text{ем}}}{\Omega_1} = \frac{p \cdot m_1 \cdot 2\pi \cdot f_1 \cdot w_1 \cdot \kappa_{\text{обл}} \cdot \Phi_m \cdot I'_2 \cdot \cos \psi_2}{\sqrt{2} \cdot 2\pi \cdot f_1}, \quad (29.4)$$

$$\text{або} \quad M_{\text{ем}} = c_m \cdot \Phi_m \cdot I'_2 \cdot \cos \psi_2, \quad (29.5)$$

де $c_m = \frac{p \cdot m_1 \cdot w_1 \cdot \kappa_{\text{обл}}}{\sqrt{2}}$ – коефіцієнт, постійний для конкретної машини.

29.2. Механічна характеристика

За виразом (29.2) можна побудувати графік залежності $M_{\text{ем}} = f(s)$, названий механічною характеристикою. При побудові характеристики виходять із того, що всі величини формули (29.2) за винятком ковзання є постійними.

На рис. 29.1 показана механічна характеристика асинхронної машини. Вона збудована для трьох можливих режимів роботи асинхронної машини: рухового ($0 < s \leq 1$), коли електромагнітний момент є обертаючим; генераторного ($-\infty < s < 0$) та гальмового ($1 < s < +\infty$), коли електромагнітний момент є гальмуючим. На рис. 29.1 показані характерні точки для рухового режиму роботи.

У момент пуску частота обертання ротора $n = 0$ та $s=1$. Момент, що розвивається при цьому, називають пусковим

$$M_{\text{п}} = \frac{p \cdot m_1 \cdot U_1^2 \cdot r'_2}{2\pi \cdot f_1 \left[(r_1 + r'_2)^2 + (x_1 + x'_2)^2 \right]}. \quad (29.6)$$

Під дією цього моменту ротор двигуна приводиться до обертання, при цьому ковзання зменшується, а момент збільшується. Пусковий момент є важливим показником, що визначає пускові властивості двигуна.

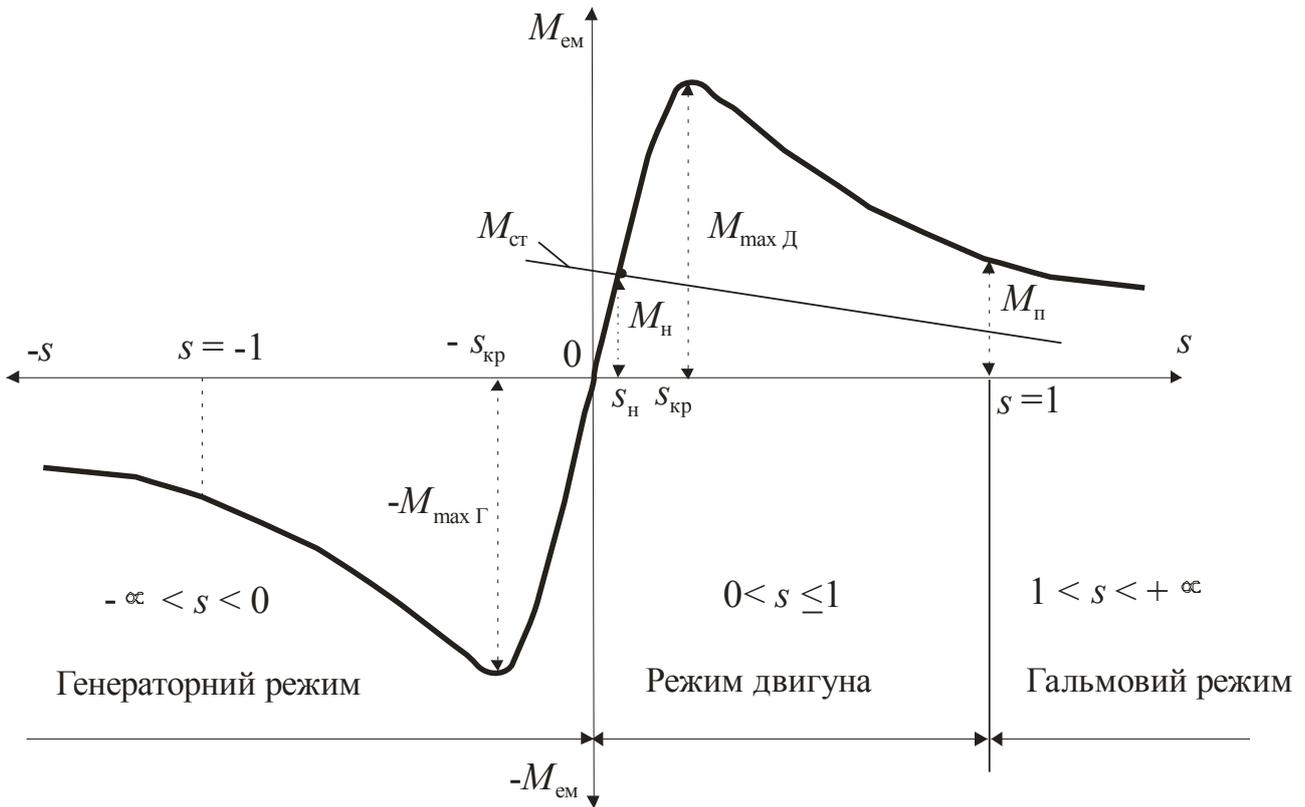


Рис. 29.1. Залежність $M_{ем} = f(s)$ асинхронної машини

Частіше його виражають у частках номінального моменту. Цей коефіцієнт називають кратністю пускового моменту

$$k_{п} = M_{п} / M_{н} = 0,8 \div 2. \quad (29.7)$$

При критичному ковзанні $s_{кр}$ електромагнітний момент досягає свого максимального значення M_{max} . Для визначення критичного ковзання необхідно взяти першу похідну від (29.2) та дорівняти її до нуля

$$\frac{dM_{ем}}{ds} = 0.$$

У результаті

$$s_{кр} = \pm \frac{r'_2}{\sqrt{r_1^2 + (x_1 + x'_2)^2}}, \quad (29.8)$$

але, так як $r_1 \ll x_1 + x'_2$, то

$$s_{кр} \approx \pm \frac{r'_2}{x_1 + x'_2}. \quad (29.9)$$

Якщо значення $s_{кр}$ підставити у вираз (29.2), то дістаємо вираз для максимального моменту АМ

$$M_{\max} = \frac{p \cdot m_1 \cdot U_1^2}{4\pi \cdot f_1 \cdot \left[\pm r_1 + \sqrt{r_1^2 + (x_1 + x_2')^2} \right]}. \quad (29.10)$$

Відношення максимального моменту до номінального називають кратністю максимального моменту, або перевантажувальною спроможністю

$$k_{\max} = M_{\max} / M_{\text{н}} = 1,8 \div 2,6. \quad (29.11)$$

У формулах (29.8) ÷ (29.10) знак «+» – для рухового, «-» – для генераторного режимів роботи АМ. Аналіз виразу (29.10) показує, що максимальний момент у генераторному режимі більший, ніж у руховому ($M_{\max \text{ г}} > M_{\max \text{ д}}$).

Після досягнення M_{\max} у руховому режимі швидкість обертання ротора продовжує збільшуватися, а момент починає зменшуватися. Так буде доти, поки електромагнітний момент не стане дорівнювати сумі протидіючих моментів або статичному моменту навантаження на валу двигуна $M_{\text{ст}}$

$$M_{\text{ем}} = M_{\text{ст}} = M_0 + M_2, \quad (29.12)$$

де M_0 – момент неробочого ходу;

M_2 – корисний навантажувальний момент на валу двигуна.

Сталий режим роботи двигуна визначається точкою на механічній характеристиці з координатами $M_{\text{н}}$ та $s_{\text{н}}$.

Пояснення форми кривої $M_{\text{ем}} = f(s)$ можна дати, якщо скористатися формулою моменту $M_{\text{ем}} = c_m \cdot \Phi_m \cdot I_2' \cdot \cos \psi_2$.

При зміні ковзання можна вважати $\Phi \approx \text{const}$ і тоді

$$M_{\text{ем}} \equiv I_2' \cdot \cos \psi_2, \quad (29.13)$$

де $I_2' \cdot \cos \psi_2$ – активна складова струму ротора (рис. 29.2).

Вид залежності $M_{\text{ем}} = f(s)$ пояснюється тим, що при збільшенні ковзання струм ротора I_2' стає за своїм характером усе більш індуктивним, тому що кут ψ_2 збільшується, а $\cos \psi_2$ зменшується.

Тому активна складова $I_2' \cdot \cos \psi_2$, що визначає величину $M_{\text{ем}}$, спочатку зростає разом із зростанням I_2' , а потім починає зменшуватися.

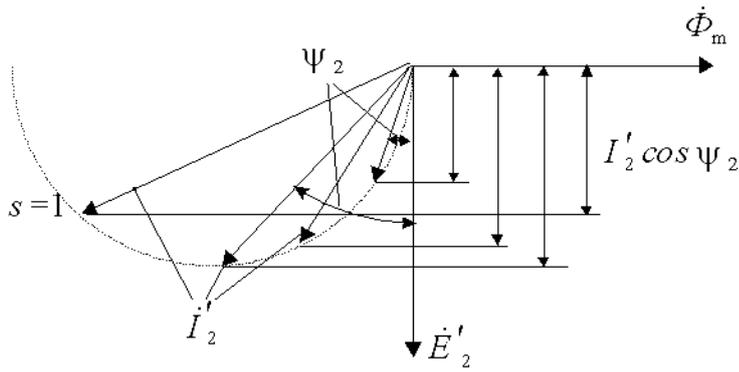


Рис. 29.2. Векторна діаграма струмів I'_2 при зміні s

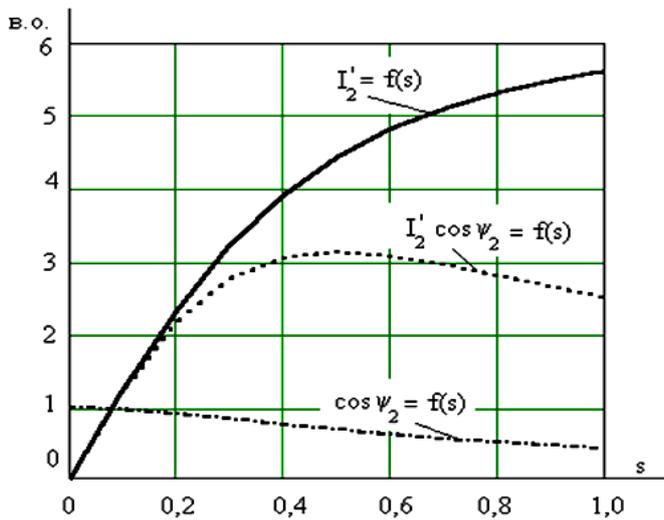


Рис. 29.3. Графічні залежності $I'_2 = f(s)$, $\cos \psi_2 = f(s)$ та $I'_2 \cdot \cos \psi_2 = f(s)$

Графічні залежності $I'_2 = f(s)$, $\cos \psi_2 = f(s)$, $I'_2 \cdot \cos \psi_2 = f(s)$ показані на рис. 29.3.

Струм ротора

$$I'_2 = \frac{E'_2}{\sqrt{x_2'^2 + (r_2' / s)^2}}$$

зі зростанням ковзання не змінюється за лінійним законом.

Якщо $s \rightarrow \infty$, то

$$I'_2 = \text{const.}$$

Величина $\cos \psi_2$ при малих значеннях ковзання практично не змінюється, а зі зростанням ковзання зменшується, тому що

$$\psi_2 = \arctg \frac{s \cdot x_2'}{r_2'}$$

Величина $I'_2 \cdot \cos \psi_2$ зростає до певного розміру, а потім починає зменшуватися, незважаючи на збільшення струму ротора I'_2 .

Якщо взяти відношення $M_{\text{ем}} / M_{\text{мах}}$ за виразами (29.4) та (29.10), то дістаємо

$$\frac{M_{\text{ем}}}{M_{\text{мах}}} = \frac{2(1 + \frac{r_1}{r_2'} \cdot s_{\text{кр}})}{\frac{s_{\text{кр}}}{s} + \frac{s}{s_{\text{кр}}} + \frac{2 \cdot r_1}{r_2'} \cdot s_{\text{кр}}} \quad (29.14)$$

При знехтуванні активним опором ($r_1 = 0$) вираз (29.14) набуває вигляду формули Клосса

$$\frac{M_{\text{ем}}}{M_{\text{max}}} = \frac{2}{\frac{s_{\text{кр}}}{s} + \frac{s}{s_{\text{кр}}}}. \quad (29.15)$$

Формула Клосса використовується для побудови залежності $M_{\text{ем}} = f(s)$ за каталожними даними. Знаючи $M_{\text{н}}$, $s_{\text{н}}$, $k_{\text{max}} = M_{\text{max}} / M_{\text{н}}$, визначають $s_{\text{кр}}$

$$s_{\text{кр}} = s_{\text{н}} \cdot \left(k_{\text{max}} + \sqrt{k_{\text{max}}^2 - 1} \right). \quad (29.16)$$

Потім, задаючись ковзанням s , знаходять момент $M_{\text{ем}}$.

Механічну характеристику можна також представити у вигляді залежності $n = f(M_{\text{ем}})$ (рис. 29.4)

Частота обертання ротора визначається за розміром ковзання

$$n = n_1(1 - s).$$

Залежність $n = f(M_{\text{ем}})$ на рис. 29.4 показана для усіх трьох режимів роботи АМ.

Сталий режим роботи АМ у режимі двигуна з координатами $M_{\text{н}}$, $n_{\text{н}}$ визначається точкою перетину механічної характеристики та статичного моменту навантаження на валу $M_{\text{ст}}$.

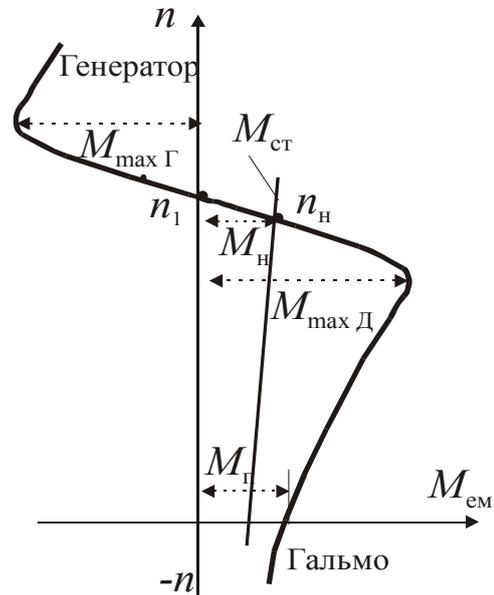


Рис. 29.4. Механічна характеристика АМ $n = f(M_{\text{ем}})$

29.3. Умови стійкої роботи асинхронного двигуна

Під стійкістю роботи АД розуміють здатність двигуна відновлювати частоту обертання при короткочасних збуреннях (змінах навантаження, напруги і т. д.).

Рівняння рівноваги моментів

$$M_{\text{ем}} = M_{\text{ст}} + M_{\text{дин}} = M_0 + M_2 + J \frac{d\Omega}{dt}, \quad (29.17)$$

де $M_{\text{ем}}$ – електромагнітний момент АД;

$M_{\text{ст}} = M_0 + M_2$ – статичний момент навантаження на валу двигуна;

$M_{\text{дин}} = J \frac{d\Omega}{dt}$ – динамічний момент, що залежить від моменту інерції

обертючих мас (J) і прискорення ротора ($\frac{d\Omega}{dt}$).

При $M_{\text{ем}} = M_{\text{ст}}$ прискорення ротора

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{M_{\text{ем}} - M_{\text{ст}}}{J} = 0, \quad (29.18)$$

тобто ротор обертається зі сталою частотою.

Якщо $M_{\text{ем}} > M_{\text{ст}}$, то $\frac{d\Omega}{dt} > 0$ і ротор прискорюється, якщо

$M_{\text{ем}} < M_{\text{ст}}$, то $\frac{d\Omega}{dt} < 0$ і ротор сповільнюється.

На рис. 29.5 та 29.6 показані залежності $M_{\text{ем}} = f(s)$, $n = f(M_{\text{ем}})$ і $M_{\text{ст}} = f(s)$.

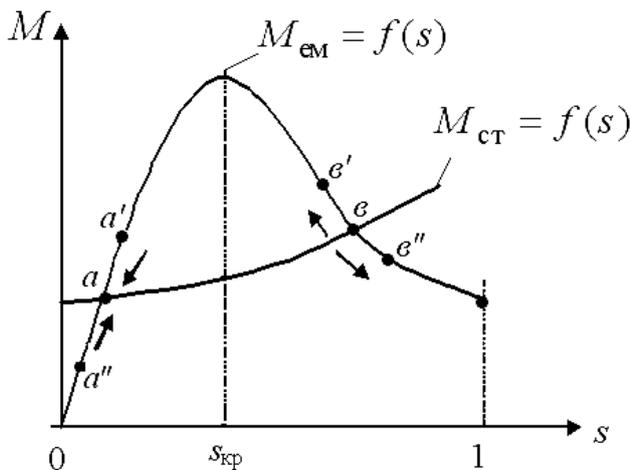


Рис. 29.5. Залежність $M_{\text{ем}} = f(s)$

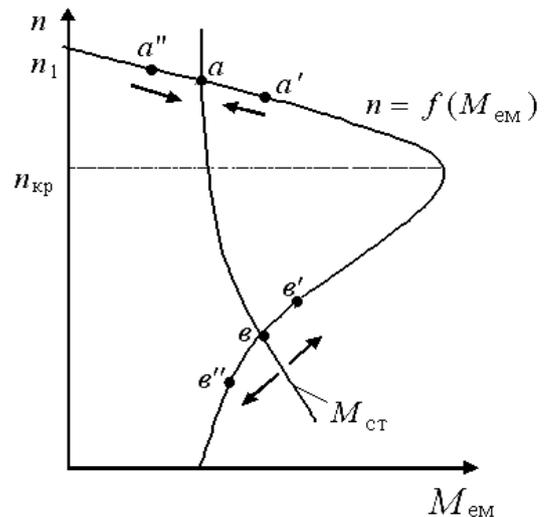


Рис. 29.6. Залежність $n = f(M_{\text{ем}})$

Умова $M_{\text{ем}} = M_{\text{ст}}$ має місце в двох точках – a і b . Проте стійка робота можлива тільки в точці a . При короткочасній зміні навантаження двигун через якийсь час повернеться до стійкої роботи.

Якщо, наприклад, трапилася короткочасна зміна електромагнітного моменту до моменту в точці a' і $M_{a'} > M_a = M_{\text{ст}}$, то з'явиться надлишковий динамічний момент $M_{\text{дин}} = M_{a'} - M_{\text{ст}} > 0$, під дією якого частота

обертання ротора n зростає, а ковзання s падає доти, поки в точці a не настане рівність моментів $M_{\text{ем}} = M_{\text{ст}}$

$$a \rightarrow a' \rightarrow M_{\text{ем}} > M_{\text{ст}} \Rightarrow M_{\text{ем}} - M_{\text{ст}} > 0 \Rightarrow \frac{d\Omega}{dt} > 0 \Rightarrow \Omega \uparrow \Rightarrow s \downarrow \Rightarrow a.$$

Проаналізуємо, що буде, якщо АД з будь-якої причини перейде у точку a'' . У цьому випадку з'являється негативний динамічний момент $M_{\text{дин}} = M_{a''} - M_{\text{ст}} < 0$, під дією якого ротор почне загальмовуватися, поки не досягне сталої частоти обертання в точці a

$$a \rightarrow a'' \rightarrow M_{\text{ем}} < M_{\text{ст}} \Rightarrow M_{\text{ем}} - M_{\text{ст}} < 0 \Rightarrow \frac{d\Omega}{dt} < 0 \Rightarrow \Omega \downarrow \Rightarrow s \uparrow \Rightarrow a.$$

Таким чином, двигун повернеться в точку a характеристик $M_{\text{ем}} = f(s)$ і $n = f(M_{\text{ем}})$, що називається точкою стійкої роботи.

Точку b називають точкою хиткої роботи.

Наприклад, для точки b' $M_{b'} > M_b = M_{\text{ст}}$ і з'являється позитивний динамічний момент $M_{\text{дин}} = M_{b'} - M_{\text{ст}} > 0$, частота обертання ротора буде збільшуватися, поки не досягне точки a ,

$$b \rightarrow b' \rightarrow M_{\text{ем}} > M_{\text{ст}} \Rightarrow M_{\text{ем}} - M_{\text{ст}} > 0 \Rightarrow \frac{d\Omega}{dt} > 0 \Rightarrow \Omega \uparrow \Rightarrow s \downarrow \Rightarrow a.$$

Для точки b'' $M_{b''} < M_b = M_{\text{ст}}$ і негативний динамічний момент $M_{\text{дин}} = M_{b''} - M_{\text{ст}} < 0$ приведе до того, що ротор буде загальмовуватися, поки не зупиниться при $s = 1$

$$b \rightarrow b'' \rightarrow M_{\text{ем}} < M_{\text{ст}} \Rightarrow M_{\text{ем}} - M_{\text{ст}} < 0 \Rightarrow \frac{d\Omega}{dt} < 0 \Rightarrow \Omega \downarrow \Rightarrow s \uparrow \Rightarrow s = 1.$$

Для стійкої роботи АМ необхідно, щоб

$$\frac{dM_{\text{ем}}}{ds} > \frac{dM_{\text{ст}}}{ds} \quad (29.19)$$

або

$$\frac{dM_{\text{ем}}}{dn} < \frac{dM_{\text{ст}}}{dn}. \quad (29.20)$$

Таким чином, при досягненні максимального значення електромагнітного моменту настає межа стійкої роботи. Двигун працює стійко в діапа-

зоні зміни ковзання $0 < s < s_{кр}$ практично для всіх механізмів, що зустрічаються.

Отже, для стійкої роботи АД необхідно, щоб при ковзанні $s < s_{кр}$ номінальний момент був меншим від максимального. У цьому випадку двигун буде працювати стійко не тільки при номінальному навантаженні, але буде здатний витримати деякі перевантаження, що необхідні для надійної роботи двигуна в електроприводі. Тому двигун повинен мати перевантажувальну спроможність

$$k_{\max} = M_{\max} / M_{\text{н}} = 1,8 \div 2,6.$$

29.4. Вплив напруги мережі, активних та індуктивних опорів на залежність $M_{\text{ем}} = f(s)$

Електромагнітний момент АД (29.2), а також значення його пускового (29.6) та максимального (29.10) моментів пропорційні квадрату напруги мережі ($M_{\text{ем}} \equiv U_1^2$). Величина критичного ковзання (29.9) не залежить від напруги мережі.

Коливання напруги відносно її номінального значення супроводжується не тільки змінами максимального та пускового моментів, але і зміною частоти обертання ротора. На рис. 29.7 показані залежності $M_{\text{ем}} = f(s)$ при номінальному і зниженому значеннях напруги мережі.

При зменшенні напруги при $M_{\text{ем}} = \text{const}$ електромагнітна потужність також залишається незмінною

$$P_{\text{ем}} = m_1 \cdot E_1 \cdot I_2' \cdot \cos \psi_2 = \text{const},$$

а струм ротора збільшується, оскільки зменшується магнітний потік і зменшується ЕРС E_1

$$I_2' = \frac{P_{\text{ем}}}{m_1 \cdot E_1 \cdot \cos \varphi_2} \equiv \frac{1}{U_1}. \quad (29.21)$$

Ковзання двигуна

$$s = \frac{m_1 \cdot I_2'^2 \cdot r_2'}{P_{\text{ем}}} \equiv \frac{1}{U_1^2}. \quad (29.22)$$

Зі зменшенням напруги і при збереженні моменту навантаження на валу $M_{\text{ст}} = \text{const}$ ковзання збільшується з $s_{\text{н}}$ до $s'_{\text{н}}$ (рис. 29.7). Разом з тим, зважаючи на мале значення ковзання в номінальному режимі, швидкість двигуна $n = n_1(1 - s)$ змінюється при зміні U_1 несуттєво.

Зниження напруги значною мірою відбивається на перевантажувальній спроможності АД

$$\kappa'_{\max} = \left(\frac{M_{\max}}{M_H} \right) \cdot \left(\frac{U_1}{U_H} \right)^2 \quad (29.23)$$

та кратності пускового моменту

$$\kappa'_{\Pi} = \left(\frac{M_{\Pi}}{M_H} \right) \cdot \left(\frac{U_1}{U_H} \right)^2. \quad (29.24)$$

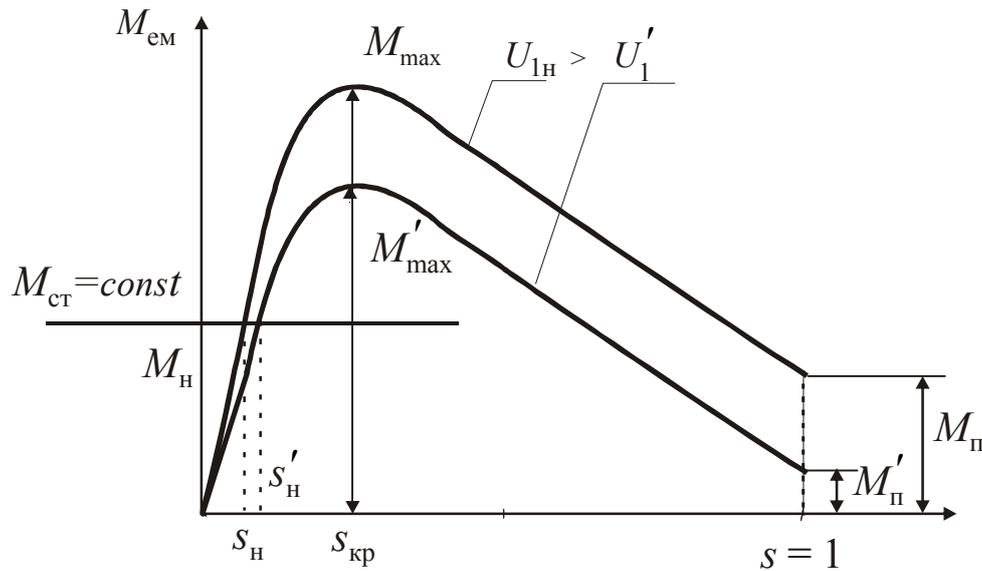


Рис. 29.7. Залежності $M_{ем} = f(s)$ при зменшенні напруги

Якщо, наприклад, при U_H відношення $\kappa_{\max} = \frac{M_{\max}}{M_H} = 2$, то при зниженні напруги на 30 % нове значення

$$\kappa'_{\max} = \left(\frac{M_{\max}}{M_H} \right) \cdot \left(\frac{0,7}{1} \right)^2 = 2 \cdot 0,49 = 0,98,$$

тобто двигун не може нести навіть номінальне навантаження.

Величина максимального моменту M_{\max} (29.9) не залежить від активного опору обмотки ротора r'_2 .

Що стосується критичного ковзання (29.10), то воно пропорційно r'_2 . Таким чином, якщо в АД збільшувати активний опір обмотки ротора, то величина максимального моменту буде залишатися незмінною, а критичне

ковзання буде збільшуватися. Залежності $M_{ем} = f(s)$ при збільшенні r'_2 наведені на рис. 29.8.

Ковзання двигуна при постійному навантаженні на валу ($M_{ст} = const$) збільшується $s_2 > s_1 > s$, а частота обертання ротора $n = n_1(1 - s)$ падає.

Пусковий момент двигуна зі збільшенням r'_2 збільшується, але тільки до значення $M_{пII} = M_{max}$.

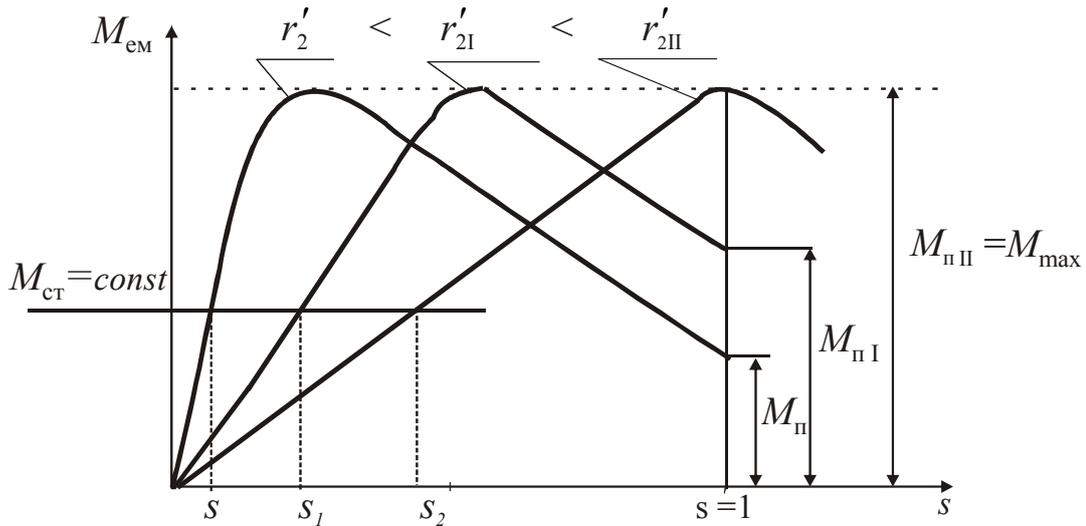


Рис. 29.8. Залежність $M_{ем} = f(s)$ при $r'_2 = var$

При подальшому збільшенні r'_2 пусковий момент зменшується.

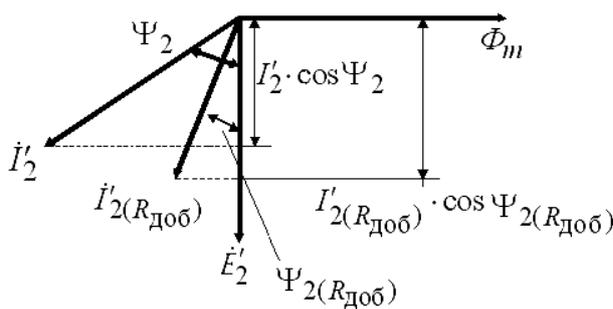


Рис. 29.9. Векторна діаграма струмів ротора при збільшенні r'_2

Це пов'язано з тим, що при збільшенні опору r'_2 струм ротора I'_2 зменшується, але активна складова струму ротора $I'_2 \cdot \cos \psi_2$ спочатку, доки $r'_{2I} = r'_2 + R_{доб}$ залишається меншим за $\sqrt{r_1^2 + (x_1 + x'_2)^2}$, збільшується, незважаючи на зменшення струму I'_2 .

Отже, збільшується і електромагнітний момент, що пропорційний активній складовій струму ротора

$$M_{ем} = c_m \cdot \Phi \cdot I'_2 \cdot \cos \psi_2.$$

Останнє ілюструється векторною діаграмою на рис. 29.9.

При значному збільшенні активного опору r'_2 починає переважати зменшення абсолютної величини струму ротора I'_2 , що веде до зменшення електромагнітного моменту.

Умова $M_{\text{ем}} = M_{\text{max}}$ виконується при

$$r'_2 + R_{\text{доб}} = \sqrt{r_1^2 + (x_1 + x'_2)^2}. \quad (29.25)$$

На рис. 29.10 показані залежності $M_{\text{ем}} = f(s)$ при зміні індуктивного опору $x_k = x_1 + x'_2$.

При збільшенні індуктивного опору $x_{k2} > x_{k1}$ величини пускового, максимального моментів і перевантажувальної спроможності АД зменшуються.

Критичне ковзання зменшується

$$s_{\text{кр}2} < s_{\text{кр}1},$$

а частота обертання при номінальному навантаженні збільшується, тому що

$$s_{\text{н}2} < s_{\text{н}1}.$$

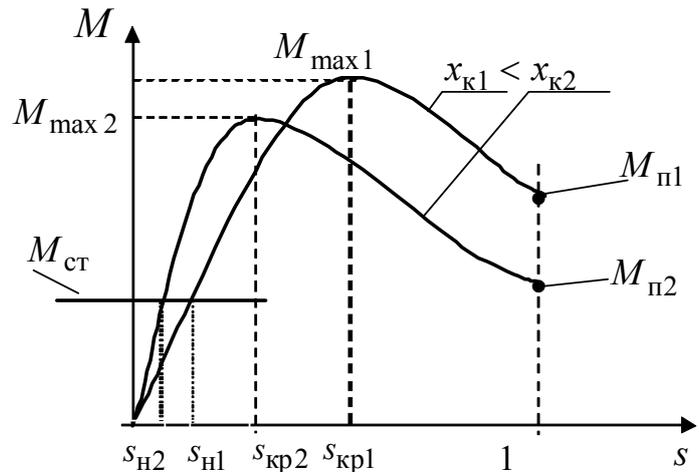


Рис. 29.10. Залежність $M_{\text{ем}} = f(s)$ при $x_k = \text{var}$

30. СПОСОБИ ПУСКУ ТРИФАЗНИХ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ

30.1. Основні характеристики пуску

Процес пуску – перехідний процес від стану спокою при нерухомому роторі ($s = 1, n = 0$) до роботи з постійною частотою обертання ($s = s_{\text{н}}, n = n_{\text{н}}$).

У процесі пуску змінюються величини струмів I_1 та I'_2 , електромагнітного моменту $M_{\text{ем}}$, ковзання s .

Пускові властивості двигуна оцінюються за його пусковими характеристиками:

– величиною пускового струму або його кратністю $\kappa_i = I_{1п} / I_{1н}$, що обмежується значеннями $\kappa_i = 4 \dots 7$;

– величиною пускового моменту або його кратністю

$$\kappa_{п} = \frac{M_{п}}{M_{н}} \geq 1,1 \dots 1,7;$$

– тривалістю і плавністю пуску двигуна;

– складністю пускової операції;

– економічністю пуску (втрати потужності, вартість та надійність пускової апаратури).

При $s = 1$ величина пускового струму

$$I_{1п} = \frac{U_{1н}}{\sqrt{(r_1 + r_2')^2 + (x_1 + x_2')^2}} = \frac{U_1}{z_{к}}; \quad (30.1)$$

та величина пускового моменту при $I_{2п}' \approx I_{1п} = I_{п}$ ($I_0 = 0$)

$$M_{п} = \frac{m_1 \cdot I_{п}^2 \cdot r_2'}{\Omega_1} = \frac{m_1 \cdot U_1^2 \cdot r_2'}{\Omega_1 \cdot z_{к}^2}. \quad (30.2)$$

З цих виразів випливає, що поліпшити пускові властивості двигуна можна збільшенням активного опору кола ротора r_2' , тому що в цьому випадку зменшується пусковий струм та збільшується пусковий момент.

Водночас зменшення напруги приводить до зниження і пускового струму, і пускового моменту.

Можливість застосування того або іншого способу поліпшення пускових характеристик визначається умовами експлуатації двигуна і вимогами, що до нього висуваються.

30.2. Способи пуску двигунів з короткозамкненим ротором

30.2.1. Прямий пуск

Якщо при пуску двигуна не потрібно зниження пускового струму, то застосовують найбільш простий та надійний спосіб прямого вмикання обмотки статора у мережу. При цьому розгін двигуна визначається за природною механічною характеристикою машини (рис. 30.1).

Асинхронні двигуни проектуються так, щоб при прямому пуску пускові струми ($\kappa_i = 4 \dots 7$) не створювали надмірних електродинамічних зусиль та перегрівів.

Проте питання про можливість застосування прямого вмикання двигуна вирішується частіше за все на основі оцінки зниження напруги мережі при пуску.

При прямому пуску двигунів великої потужності в мережах недостатньої потужності можуть виникнути великі падіння напруги (понад $10 \div 15\%$), що неприпустимо.

Тому потужність мережі повинна бути нескінченно великою порівняно з потужністю двигуна.

За потреби зменшення пускового струму застосовують якийсь із способів пуску при зниженій напрузі.

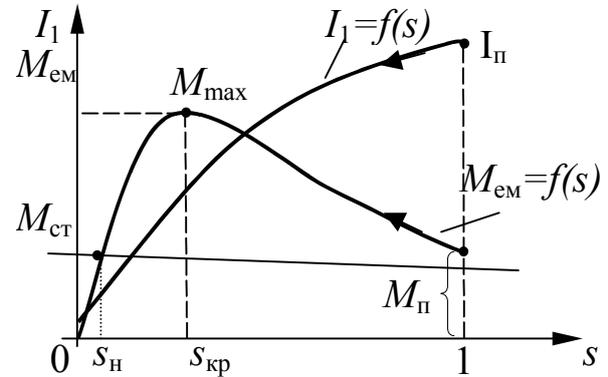


Рис. 30.1. Пускові характеристики АД

30.2.2. Пуск перемиканням обмотки статора з трикутника на зірку

Цей спосіб пуску може бути застосований тільки для тих двигунів, у яких при номінальній напрузі обмотка статора з'єднана у трикутник. У момент підмикання двигуна до мережі обмотку статора перемикають у зірку (Y). Після того як двигун розженеться до частоти обертання, близької до номінальної, обмотку перемикають у трикутник (Δ).

Виникаючий при цьому поштовх струму невеликий і не впливає на роботу мережі. Схема пуску наведена на рис. 30.2.

При такому перемиканні фазна напруга на обмотці статора знижується в $\sqrt{3}$ разів: $U_{\phi Y} = U_{\phi \Delta} / \sqrt{3}$.

Пусковий струм, що протікає по фазах обмотки двигуна, зменшується

$$I_{\text{пфY}} / I_{\text{пф}\Delta} = 1 / \sqrt{3}.$$

Пусковий струм, споживаний із мережі, зменшується в 3 рази:

$$I_{\text{пY}} / I_{\text{п}\Delta} = 1/3. \quad (30.3)$$

Це дуже важлива перевага розглянутого способу пуску.

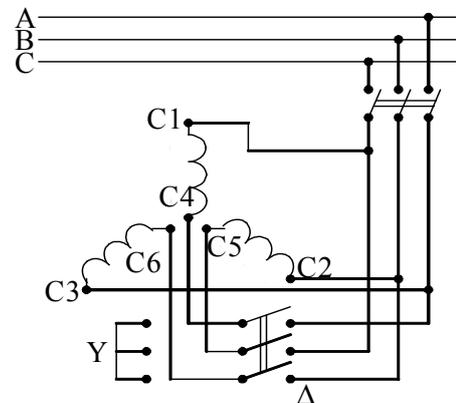


Рис. 30.2. Схема пуску АД перемиканням обмотки статора з Δ на Y

Проте пусковий момент знижується пропорційно квадрату відношення фазних напруг, тобто в 3 рази

$$M_{пY} / M_{п\Delta} = 1/3. \quad (30.4)$$

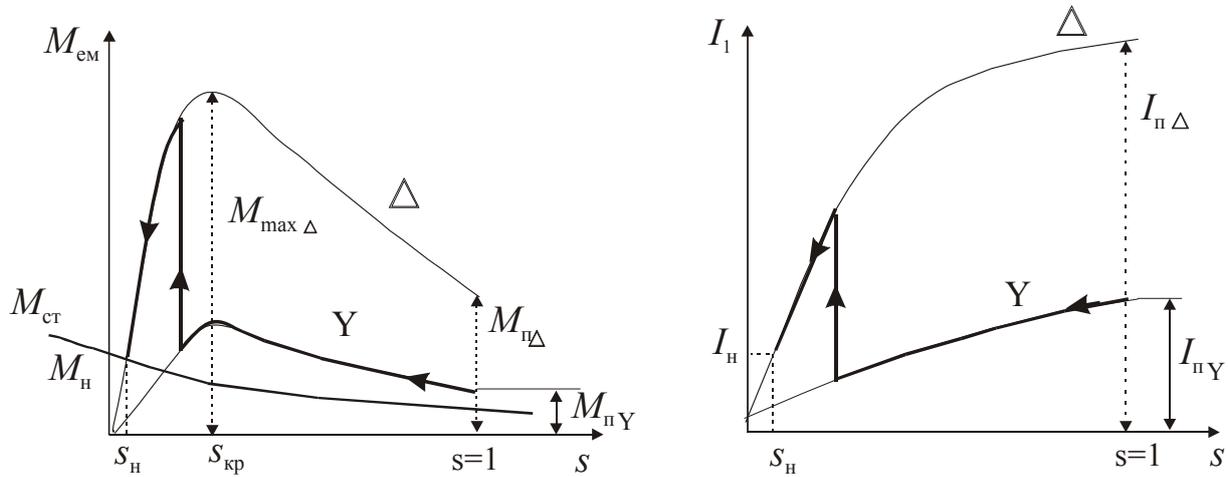


Рис. 30.3. Залежності $M_{em} = f(s)$ та $I_1 = f(s)$ при перемиканні обмотки статора з Y на Δ

Тому даний спосіб пуску може застосовуватися тільки там, де навантажувальний момент при пуску значно менший від номінального.

Процес розгону АД на характеристиках $M_{em} = f(s)$ та $I_1 = f(s)$ показаний на рис. 30.3.

До недоліків даного перемикання належить неплавність пускової операції, що має тільки два пускових ступеня та збільшення тривалості пуску.

30.2.3 Реакторний пуск

Реакторний пуск здійснюється відповідно до схеми на рис. 30.4. Спочатку вмикається рубильник QF1, рубильник QF2 вимкнений.

Двигун одержує живлення через трифазний реактор, опір якого x_p обмежує величину пускового струму

$$I_{1п} = \frac{U_{1н}}{\sqrt{r_k^2 + (x_k + x_p)^2}}. \quad (30.5)$$

По досягненні номінальної частоти обертання вмикається рубильник QF2, що шунтує реактор, у результаті чого на двигун подається номінальна напруга мережі.

Початковий пусковий момент при реакторному пуску знижується.

За рівнянням (30.2) величина пускового моменту

$$M_{\Pi} = \frac{m_1 \cdot I_{\Pi}^2 \cdot r_2'}{\Omega_1} = \frac{m_1 \cdot \kappa_i^2 \cdot I_{\text{H}}^2 \cdot r_2'}{\Omega_1}, \quad (30.6)$$

де $\kappa_i = I_{\Pi}/I_{\text{H}}$ – кратність пускового струму.

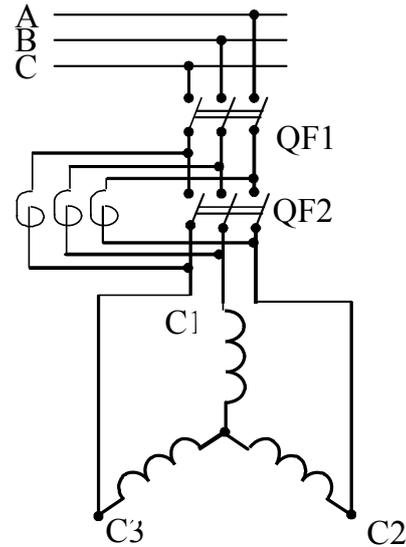


Рис. 30.4. Схема пуску АД через реактор

Величина номінального моменту

$$M_{\text{H}} \approx \frac{m_1 \cdot I_{\text{H}}^2 \cdot r_2' / s_{\text{H}}}{\Omega_1}. \quad (30.7)$$

Кратність пускового моменту

$$\kappa_{\Pi} = M_{\Pi} / M_{\text{H}} = \kappa_i^2 \cdot s_{\text{H}}. \quad (30.8)$$

Якщо, наприклад, номінальне ковзання $s_{\text{H}} = 0,02$, а кратність пускового струму за допомогою реактора знизили до $\kappa_i = 3$, то виходить достатньо велике зниження кратності пускового моменту

$$\kappa_{\Pi} = \kappa_i^2 \cdot s_{\text{H}} = 3^2 \cdot 0,02 = 0,18.$$

30.2.4. Автотрансформаторний пуск

Схема підмикання двигуна до мережі через знижувальний автотрансформатор (АТ) наведена на рис. 30.5.

При пуску рубильники QF1 та QF3 замкнені, а QF2 розімкнений.

При цьому на обмотку статора двигуна надається напруга U_1 з вторинної обмотки знижувального АТ.

По закінченні процесу пуску розмикається QF3 та замикається QF2.

Напруга, яка подається на двигун,

$$U_1 = U_{\text{H}} / \kappa_{\text{a}},$$

де κ_{a} – коефіцієнт трансформації АТ.

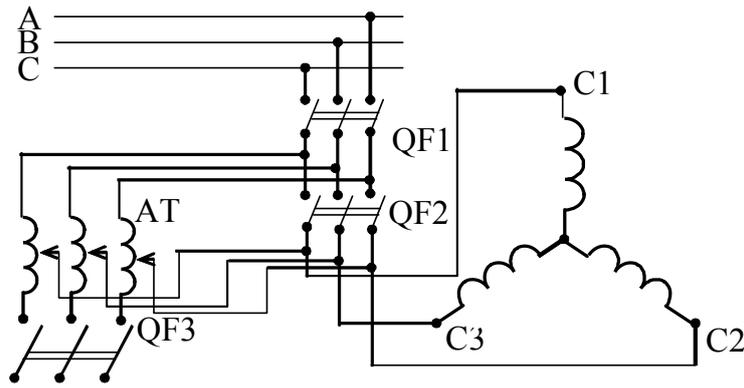


Рис. 30.5. Схема пуску АД через АТ

Пусковий струм двигуна на виході АТ

$$I_{\text{пд}} = \frac{U_1}{Z_{\text{к}}} = \frac{U_{\text{н}}}{\kappa_{\text{а}} \cdot Z_{\text{к}}}. \quad (30.9)$$

Пусковий струм у мережі

$$I_{\text{пс}} = \frac{I_{\text{пд}}}{\kappa_{\text{а}}} = \frac{U_{\text{н}}}{\kappa_{\text{а}}^2 \cdot Z_{\text{к}}} = \frac{I_{\text{кз}}}{\kappa_{\text{а}}^2}, \quad (30.10)$$

де $I_{\text{кз}} = U_{\text{н}}/Z_{\text{к}}$ – струм короткого замикання, або пусковий струм при прямому підмиканні до мережі на номінальну напругу.

З виразу (30.10)

$$I_{\text{пд}} = \kappa_{\text{а}} \cdot I_{\text{пс}}, \quad \kappa_{\text{а}}^2 = I_{\text{кз}}/I_{\text{пс}}.$$

Пусковий момент

$$M_{\text{п}} = \frac{m_1 \cdot I_{\text{пд}}^2 \cdot r_2'}{\Omega_1} = \frac{m_1 \cdot \kappa_{\text{а}}^2 \cdot I_{\text{пс}}^2 \cdot r_2'}{\Omega_1}. \quad (30.11)$$

Кратність пускового моменту розрахуємо як відношення виразу (30.11) до (30.7)

$$\kappa_{\text{п}} = \frac{M_{\text{п}}}{M_{\text{н}}} = \frac{\kappa_{\text{а}}^2 \cdot I_{\text{пс}}^2 \cdot s_{\text{н}}}{I_{\text{н}}^2} = \frac{I_{\text{кз}}}{I_{\text{пс}}} \cdot s_{\text{н}} \cdot \frac{I_{\text{пс}}}{I_{\text{н}}} = \frac{I_{\text{пс}}}{I_{\text{н}}} \cdot s_{\text{н}} \cdot \frac{I_{\text{кз}}}{I_{\text{н}}} = \kappa_i \cdot s_{\text{н}} \cdot \frac{I_{\text{кз}}}{I_{\text{н}}}. \quad (30.12)$$

Для порівняння реакторного та автотрансформаторного способів пуску за виразами (30.8) і (30.12) на рис. 30.6 наведені залежності $\kappa_{\text{п}} = f(\kappa_i)$

для $s_{\text{н}} = 0,02$ та $\frac{I_{\text{кз}}}{I_{\text{н}}} = 7$.

При автотрансформаторному (АТ) пуску $M_{\text{п}}$ та $I_{\text{пс}}$ знижуються однаково. З рис. 30.6 видно, що при однакових величинах κ_i при АТ пуску кратність пускового моменту більша, ніж у реакторному.

Способи пуску двигуна зменшенням напруги можуть бути застосовні при малих навантажувальних моментах на валу ($M_{ст}$).

Якщо ж момент $M_{ст}$ великий, то використовують двигун із фазним ротором, у якому при пуску в коло ротора вводять активний додатковий опір.

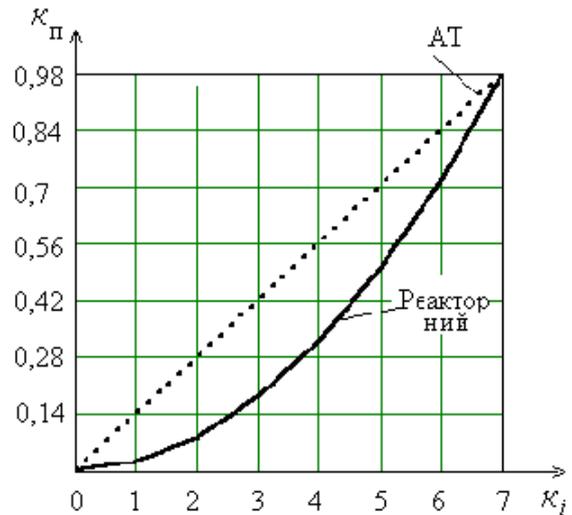


Рис. 30.6. Залежності $\kappa_{п} = f(\kappa_i)$

30.3. Пуск асинхронних двигунів з фазним ротором

У двигунах із фазним ротором можна ввімкнути в коло обмотки ротора пусковий реостат і тим самим збільшити активний опір кола ротора. При цьому вдається знизити величину пускового струму та збільшити пусковий момент

$$I_{п} = \frac{U_1}{\sqrt{(r_1 + r_2' + R_{д})^2 + (x_1 + x_2')^2}};$$

$$M_{п} = \frac{p \cdot m_1 \cdot U_1^2 \cdot (r_2' + R_{д})}{2\pi \cdot f_1 \left[(r_1 + r_2' + R_{д})^2 + (x_1 + x_2')^2 \right]}.$$

При зміні $R_{д}$ можна побудувати залежності $I_{п} = f(R_{д})$ і $M_{п} = f(R_{д})$, що подані на рис. 30.7. Найбільший пусковий момент $M_{п_{max}}$ відповідає активному додатковому опору в колі ротора:

$$R_{д} \approx x_1 + x_2' - r_2'.$$

При подальшому збільшенні $R_{д}$ пусковий момент зменшується. При виборі опору $R_{д}$ пускового реостата (РП) виходять із величини навантажувального моменту $M_{ст}$.

При великому навантажувальному моменті $R_{д}$ повинен бути таким, щоб забезпечити найбільшу величину пускового моменту.

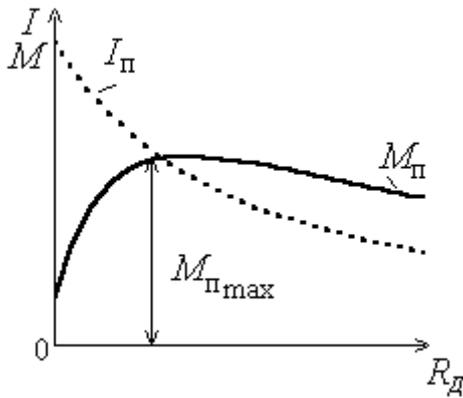


Рис. 30.7. Залежності $I_{\text{П}} = f(R_{\text{д}})$ та $M_{\text{П}} = f(R_{\text{д}})$

На рис. 30.8 показана схема вмикання пускового реостата в коло двигуна з контактними кільцями. Перед пуском щітки повинні бути опущені на контактні кільця ротора і всі ступені пускового реостата ввімкнені.

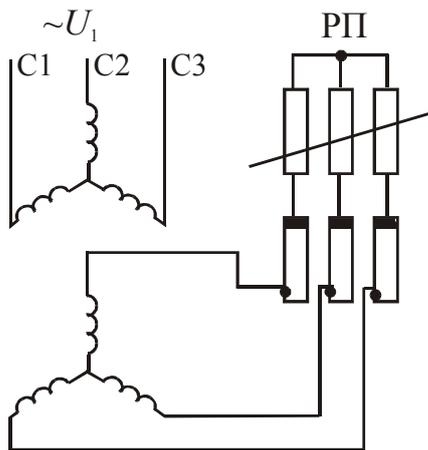


Рис. 30.8. Схема вмикання пускового реостата

При малих навантажувальних моментах, коли величина пускового моменту не має вирішального значення для пуску, виявляється доцільним величину опору $R_{\text{д}}$ вибрати декілька більшою від тієї, що відповідає найбільшому пусковому моменту.

У цьому випадку пусковий момент стає меншим від найбільшого, але величина пускового струму значно зменшується.

По мірі розгону двигуна опір пускового реостата зменшують, переходячи з одного ступеня на другий. Цей перехід може здійснюватися як вручну, так і автоматично шляхом шунтування частини опорів за допомогою контакторів.

Ступені пускового реостата розраховують таким чином, щоб при перемиканнях обертаючий момент двигуна змінювався в обраних межах від $M_{\text{Пmax}}$ до $M_{\text{Пmin}}$

На рис. 30.9 показані графіки $M_{\text{ем}} = f(s)$ при чотирьох ступенях пускового реостата. При побудові пускових характеристик враховано, що $M_{\text{Пmax}} = \text{const}$, а $s_{\text{кр}}, M_{\text{П}} = f(r_2' + R_{\text{д}})$.

Після вмикання останнього ступеня реостата АД переходить на роботу з природною характеристикою ($R_{\text{д}} = 0$) та досягає сталої частоти обертання

$$n_{\text{н}} = n_1(1 - s_{\text{н}})$$

при рівності

$$M_{\text{ем}} = M_{\text{ст}}.$$

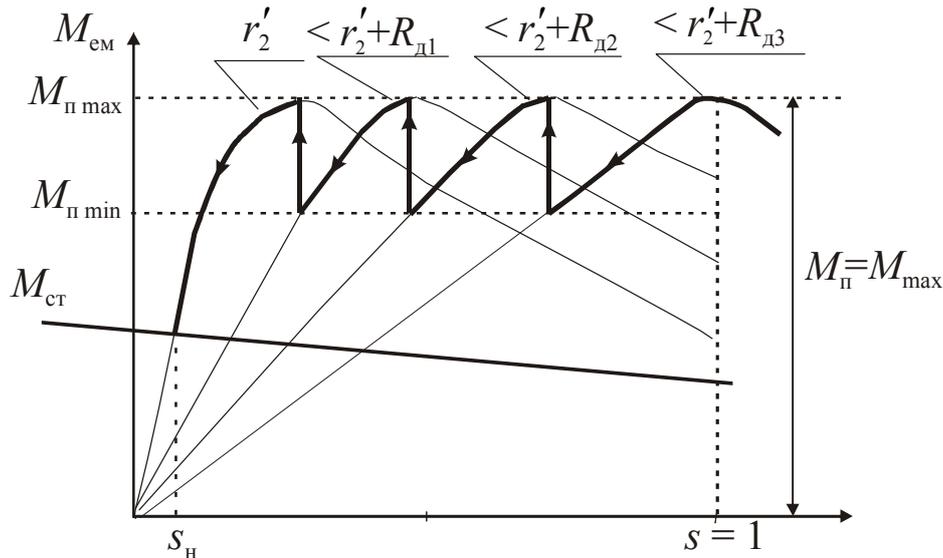


Рис. 30.9. Пускові характеристики АД з фазним ротором

Пускові реостати розраховані на короточасну роботу під струмом, і тому після того, як процес пуску закінчений, пусковий реостат вимикають. За допомогою спеціального механізму щітки піднімають із контактних кілець і кільця замикають накоротко, тобто двигун працює з замкненою обмоткою ротора.

Недоліком є складність, тривалість та неекономічність пускової операції, що пов'язано з непродуктивною витратою енергії в пусковому реостаті.

30.4. Асинхронні двигуни з поліпшеними пусковими властивостями

30.4.1. Асинхронні двигуни з глибокими пазами

Незадовільні пускові властивості АД з КЗ ротором звичайного типу привели до необхідності створення АД з КЗ ротором із поліпшеними пусковими властивостями: великим пусковим моментом при малому пусковому струмі.

Одним із таких двигунів є двигун із глибокими пазами на роторі. Пазу ротора являють собою глибокі щілини, в які вкладені стержні роторної обмотки. По обидва боки стержні приварені до замикаючих кілець. Співвідношення розмірів паза $h_{\Pi} / b_{\Pi} = 8 \div 10$.

У двигунах з глибокими пазами використовується явище витиснення струму в стержнях клітки ротора, яке відбувається в результаті впливу ЕРС $e_{\sigma 2}$, індукованих пазовими потоками розсіяння $\Phi_{\sigma 2}$. Оскільки магнітні лінії прямують шляхом найменшого опору, то магнітний потік $\Phi_{\sigma 2}$ розподілиться так, як це показано на рис. 30.10,а.

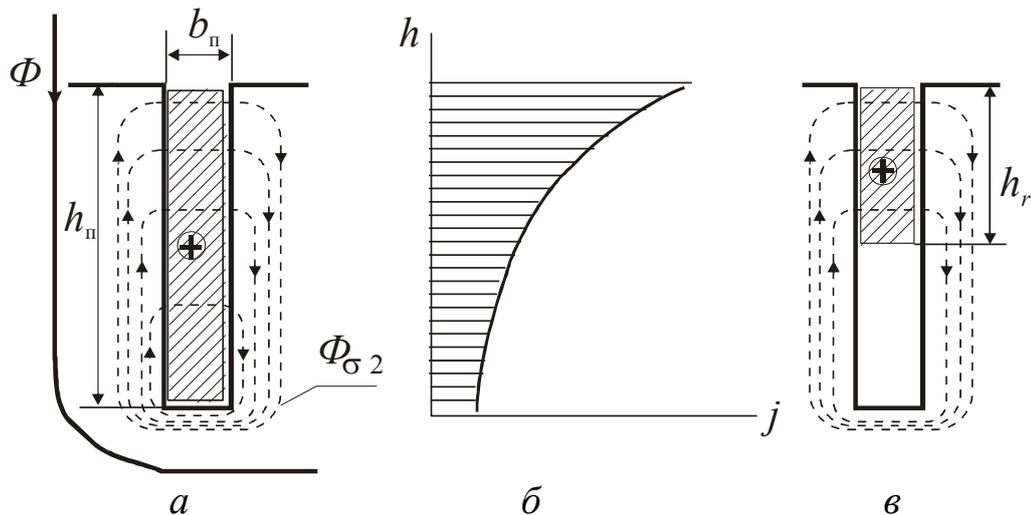


Рис. 30.10. Розподіл густини струму j по висоті стержня $h_{\text{п}}$

ЕРС розсіяння залежить від частоти f_2 . ЕРС розсіяння мають найбільші значення при пуску, коли $s = 1$ та частота в роторі $f_2 = f_1 \cdot s$.

У нижніх частинах стержня наводяться більші ЕРС $e_{\sigma_{2\text{н}}}$, ніж у верхніх $e_{\sigma_{2\text{в}}}$. Пояснюється це тим, що індуктивний опір нижньої частини стержня ротора значно більший від верхнього, оскільки нижня частина стержня зчеплена з більшим числом магнітних силових ліній поля розсіяння $\Phi_{\sigma 2}$ (рис. 30.10,а). Основний потік Φ наводить ЕРС E_2 , однакову по всій висоті стержня, тому що лінії потоку зчеплені з повним перетином стержня.

Вплив ЕРС розсіяння пояснюється векторною діаграмою, наведеною на рис. 30.11,а.

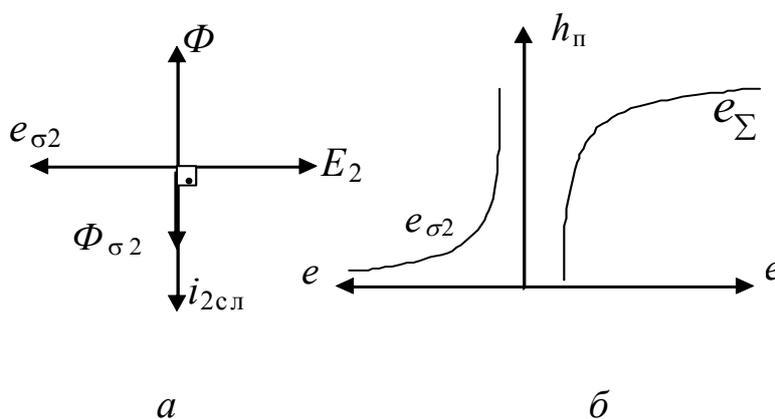


Рис. 30.11. Діаграма ЕРС та потоків

Струм $i_{2\text{сл}}$, обумовлений ЕРС E_2 , відстає від неї на кут $\pi/2$ (якщо знехтувати активним опором прошарку провідника). Магнітне поле розсіяння $\Phi_{\sigma 2}$ наводить у кожному прошарку ЕРС $e_{\sigma 2}$, що відстає від струму на кут $\pi/2$.

Таким чином, струм $i_{2\text{сл}}$, а отже і густина струму j тим більша, чим менша ЕРС $e_{\sigma 2}$. Струм у стержні витісняється в напрямку до повітряного зазора.

ЕРС розсіяння $e_{\sigma 2}$ направлена зустрічно відносно основної ЕРС E_2 , тому що протидіє зміні потоку розсіяння. Результируюча ЕРС прошарку e_{Σ} визначається сумою ЕРС E_2 та $e_{\sigma 2}$.

На рис. 30.11,б показані розподіли $e_{\sigma 2}(h_{\Pi})$ та $e_{\Sigma}(h_{\Pi})$ по висоті паза, причому $e_{\sigma 2}$ нижніх прошарків провідника більше, ніж верхніх,

$$e_{\sigma 2_{\text{Н}}} > e_{\sigma 2_{\text{В}}}.$$

Отже, у нижніх частинах протікають менші струми, ніж у верхніх,

$$i_{2_{\text{Н}}} = \frac{E_2 - e_{\sigma 2_{\text{Н}}}}{r} < i_{2_{\text{В}}} = \frac{E_2 - e_{\sigma 2_{\text{В}}}}{r}.$$

Отже, густина струму розподіляється по висоті паза нерівномірно (рис. 30.10,б). У дійсності густина струму в нижній і верхній частинах паза зв'язана співвідношенням

$$j_{\text{Н}} = j_{\text{В}} \cdot e^{-h_{\Pi}}.$$

Якщо припустити, що $h_{\Pi} = 3 \text{ см}$, то $j_{\text{Н}} = 0,05 \cdot j_{\text{В}}$.

Струм протікає по провіднику висотою $h_r < h_{\Pi}$ (рис. 30.10,в). При цьому зменшується використовувана площа стержня, що приводить до збільшення його активного опору r'_2 . Нижня частина стержня зчеплена з дуже малим потоком розсіяння. Оскільки величина потоку розсіяння залежить від провідності шляху його замикання ($\Phi_{\sigma} \equiv \Lambda \equiv h_{\text{пр}}/b_{\text{пр}}$), то для провідника розміром h_r (рис. 30.10,в) $(h_r/b_{\Pi}) < (h_{\Pi}/b_{\Pi})$, що призводить до зменшення потоку розсіяння та індуктивного опору обмотки ротора x'_2 .

У міру наростання частоти обертання ротора і зменшення ковзання s частота струму в роторі f_2 спадає. ЕРС, наведені потоком $\Phi_{\sigma 2}$, стають малими.

Явище витиснення струму практично зникає, та струм розподіляється рівномірно по висоті стержня.

У результаті збільшення при пуску активного і зменшення його індуктивного опору кут ψ_2 зменшується, що збільшує активну складову струму ротора $I'_2 \cdot \cos \psi_2$ та приводить до збільшення пускового моменту.

На рис. 30.12 наведені пускові характеристики $M_{\text{ем}}, I'_2 = f(s)$ двигуна з глибокими і звичайними пазами на роторі.

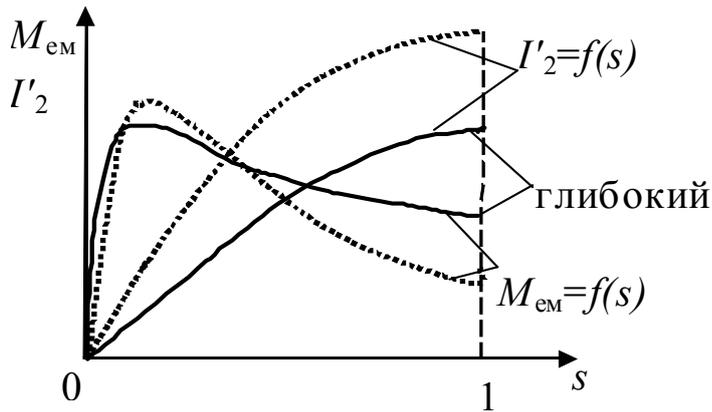


Рис. 30.12. Залежності $M_{ем}$, $I'_2 = f(s)$

Пусковий момент $M_{п} \equiv r'_2 / x_{к} .$

Максимальний момент $M_{max} \equiv \frac{1}{x_{к}} .$

Критичне ковзання $s_{кр} = r'_2 / x_{к} ,$ де $x_{к} = x_1 + x'_2 .$

30.4.2. Асинхронні двигуни з подвійною кліткою на роторі

Двигуни з подвійною кліткою на роторі мають добрі пускові властивості. Обмотки ротора з подвійною кліткою складаються з робочої клітки, стержні якої розташовуються в нижньому шарі, та пускової клітки, стержні якої розміщені у верхньому шарі, ближче до повітряного зазора.

На рис. 30.13 показані види пазів із подвійною кліткою.

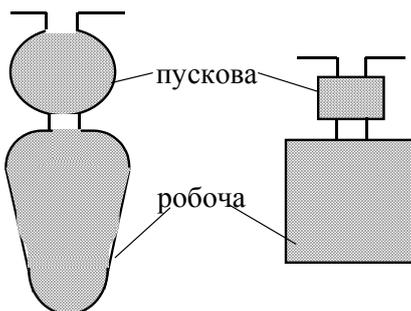


Рис. 30.13. Пази ротора з подвійною кліткою

Верхня клітка паза виконується меншого перетину з матеріалу з великим питомим опором (латунь, алюмінієва бронза), тобто має великий активний опір.

Нижня клітка має великий перетин і виконується з міді, тобто має малий активний опір.

Індуктивний опір робочої клітки більший, ніж пускової, особливо в початковий період пуску, коли частота струму в роторі $f_2 = f_1 \cdot s$.

При $s = 1$ повний опір нижньої клітки виявляється значно більшим від повного опору верхньої клітки і при однакових ЕРС, індукованих основним обертовим полем в провідниках паза ротора, струм у верхній клітці значно більший, ніж у нижній. Так як пускова клітка має більший акти-

Величина індуктивного опору x'_2 АД з глибокими пазами при малих ковзаннях більша унаслідок більшої висоти стержня ротора, ніж у звичайного двигуна. Тому двигун із глибокими пазами має меншу перевантажувальну спроможність.

вний опір, то момент, створюваний цим струмом при пуску, буде також більшим.

Після розгону двигуна його ковзання і частота струму в роторі будуть малі, що приведе до зменшення індуктивних опорів кліток. Значення струмів у клітках будуть залежати головним чином від їхніх активних опорів. Оскільки нижня клітка має менший активний опір, ніж верхня, то більший струм буде протікати по ній. Отже, при малих ковзаннях момент двигуна створюється нижньою кліткою.

Оскільки активні та індуктивні опори пускової та робочої кліток неоднакові, то і залежності $M_{em} = f(s)$ цих кліток неоднакові.

Максимальне значення моменту пускової клітки унаслідок підвищеного активного опору переміщується в зону великих ковзань.

На рис. 30.14 зображені залежності: $M_{em_p} = f(s)$ для робочої; $M_{em_{\Pi}} = f(s)$ для пускової кліток; результуюча крива $M_{em_{\Sigma}} = f(s)$.

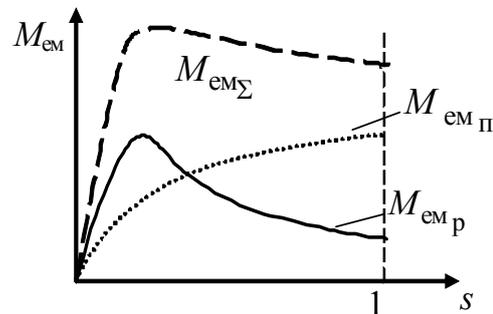


Рис. 30.14. Залежності $M_{em} = f(s)$ для АД з подвійною кліткою

Застосування двокліткового ротора дозволяє одержати значний пусковий момент (рис. 30.14).

Кратність пускового моменту таких двигунів $k_{\Pi} = 1,5 \div 2$.

Порівняння механічних характеристик двигунів із звичайними пазами ротора, глибокими і двоклітковими подано на рис. 30.15.

У двигунів із подвійною кліткою пускові характеристики кращі, ніж у двигуна з глибокими пазами. Через великий індуктивний опір робочої клітки M_{max} в двигунах із подвійною кліткою нижче, ніж у звичайних двигунах і двигунах із глибокими пазами.

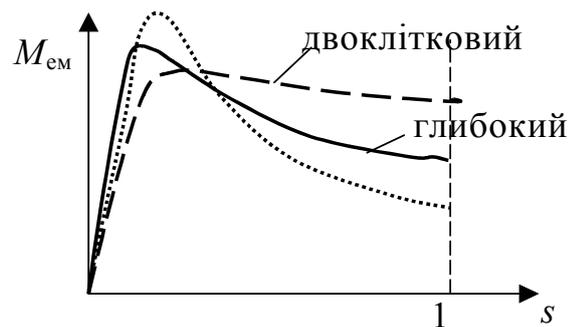


Рис. 30.15. Порівняння залежностей $M_{em} = f(s)$

Проте поліпшення пускових характеристик приводить до погіршення робочих, зменшується $\cos \varphi_1$ у номінальному режимі.

Крім двигунів із глибокими пазами і подвійною кліткою, широке поширення одержали двигуни з пляшковою та клиноподібною формами пазів ротора (рис. 30.16). Стовщення нижньої частини стержнів посилює ефект зміни опорів при витисненні струму.

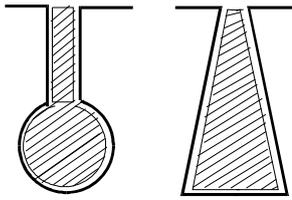


Рис. 30.16. Форми пазів ротора

За пусковими властивостями такі двигуни наближаються до двигунів із подвійною кліткою, а з погляду виготовлення вони простіше від останніх.

30.5. Урахування моментів від вищих гармонік магнітного поля

30.5.1. Асинхронні моменти

Раніше було встановлено, що МРС трифазної обмотки статора, крім основної гармоніки, містить ряд вищих просторових гармонік.

Кожна з цих гармонік створює в машині обертове магнітне поле, частота обертання якого в ν разів менше від частоти обертання поля основної гармоніки: $n_\nu = n_1/\nu$.

При цьому вищі просторові гармоніки МРС порядків $\nu = 6k + 1$ створюють прямо обертові магнітні поля, а гармоніки порядків $\nu = 6k - 1$ – магнітні поля, що обертаються у протилежному напрямку.

Магнітні поля від вищих просторових гармонік, перетинаючи провідники обмотки ротора, наводять у них ЕРС $E_{2\nu}$, під дією яких протікають струми ротора $I_{2\nu}$ від вищих гармонік.

Взаємодія струму ротора $I_{2\nu}$ з магнітним полем цієї ж ν -ї гармоніки приводить до створення асинхронного електромагнітного моменту ν -ї гармоніки – M_ν .

Розглянемо, наприклад, сьому і п'яту гармоніки магнітного поля.

Сьома гармоніка магнітного поля $\nu=7$ обертається з частотою $n_7 = \frac{n_1}{7}$ у той же бік, що й основна гармоніка магнітного поля ($\nu=1$).

При обертанні поля сьомої гармоніки відносно ротора в обмотці ротора наводиться ЕРС сьомої гармоніки та протікає струм $I_{2\nu=7}$.

Взаємодія цього струму ротора з полем сьомої гармоніки приводить до виникнення асинхронного моменту $M_{\nu=7}$.

При частоті обертання ротора з $n = n_1/7$ сьома гармоніка поля відносно ротора буде нерухома і $M_{\nu=7} = 0$.

Ковзання, при якому $M_{\nu=7} = 0$, називається ковзанням синхронізму для моменту сьомої гармоніки і визначається за виразом

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} = \frac{n_1 - n_1/7}{n_1} = 6/7 = 0,857.$$

П'ята гармоніка магнітного поля обертається у зворотному напрямку з частотою $n_5 = -\frac{n_1}{5}$. Синхронне обертання ротора настане у гальмовому режимі при частоті обертання $n = -\frac{n_1}{5}$ та ковзанні

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} = \frac{n_1 - (-n_1/5)}{n_1} = 6/5 = 1,2.$$

Залежності $M_{ем} = f(s)$ для першої, п'ятої та сьомої просторових гармонік магнітного поля зображені на рис. 30.17.

На рис. 30.17 показана крива результуючого моменту $M_{\Sigma} = f(s)$,

де

$$M_{\Sigma} = M_1 + M_5 + M_7.$$

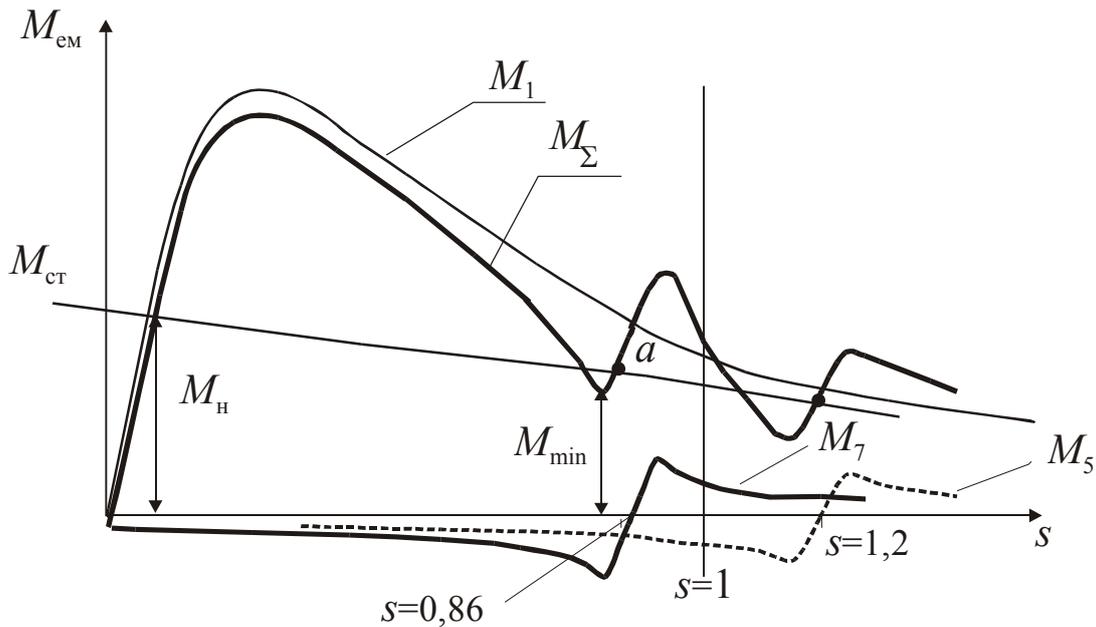


Рис. 30.17. Залежність $M_{ем} = f(s)$ з урахуванням моментів від вищих просторових гармонік

Крива $M_{\Sigma} = f(s)$ має два провали – один у руховому, інший у гальмовому режимах. При пуску двигуна, наприклад, із таким моментом навантаження $M_{ст}$, як на рис. 30.17, двигун застрягне на проміжній частоті обертання в точці a , що є точкою стійкої роботи, тобто двигун не розгорнеться до номінальної частоти обертання.

За наявності провалів у кривій моменту вводять поняття кратності мінімального моменту

$$\kappa_{\min} = M_{\min} / M_H \geq 0,8, \quad (30.13)$$

де M_{\min} – мінімальний момент (рис. 30.17).

Таким чином, у режимі двигуна моменти від гармонік магнітного поля прямого обертання створюють провали в кривій результуючого моменту, а моменти від гармонік зворотного обертання приводять до зменшення пускового моменту. Для зменшення асинхронних моментів необхідно застосовувати обмотки статора з $u < \tau$ та $q > 1$, робити скіс пазів на роторі та правильно вибирати співвідношення пазів на статорі та роторі.

30.5.2. Синхронні моменти

Синхронні моменти виникають у результаті взаємодії гармонік магнітного поля статора і ротора, що мають однаковий порядок, але створені незалежно один від одного.

Одна з них створена струмом статора частоти f_1 , а друга – струмом ротора I_2 , що змінюється з частотою $f_2 = f_1 \cdot s$. Ці гармоніки вважаються незалежними, тому що жодна з них не є результатом індуктивної дії іншої.

Найбільші за величиною синхронні моменти створюються зубцевими гармоніками статора і ротора. Порядки зубцевих гармонік статора визначають за виразом

$$v_{z_1} = 1 \pm \frac{Z_1}{p} \cdot k, \quad (30.14)$$

порядки зубцевих гармонік ротора –

$$v_{z_2} = 1 \pm \frac{Z_2}{p} \cdot k. \quad (30.15)$$

Частота обертання магнітного поля гармоніки статора v_{z_1} відносно статора

$$n_{1(v_{z_1})} = n_1 / v_{z_1}. \quad (30.16)$$

Частота обертання магнітного поля гармоніки ротора v_{z_2} відносно ротора

$$n_{s(v_{z_2})} = \frac{n_1 \cdot s}{v_{z_2}} = \frac{n_1 - n}{v_{z_2}}. \quad (30.17)$$

Частота обертання магнітного поля гармоніки ротора v_{z_2} відносно статора

$$n_{1(v_{z_2})} = n + n_{s(v_{z_2})} = n + \frac{n_1 - n}{v_{z_2}}. \quad (30.18)$$

Синхронний момент виникає, якщо магнітні поля нерухомі у просторі, тобто рівні їхні частоти обертання відносно статора

$$n_{1(v_{z_1})} = n_{1(v_{z_2})}. \quad (30.19)$$

З урахуванням (30.16) та (30.17) дістаємо

$$\frac{n_1}{v_{z_1}} = n + \frac{n_1 - n}{v_{z_2}}. \quad (30.20)$$

Частота обертання ротора АД, при якому буде виникати синхронний момент,

$$n_{\text{синх}} = n_1 \cdot \frac{v_{z_2} - v_{z_1}}{v_{z_1} \cdot (v_{z_2} - 1)}. \quad (30.21)$$

Розглянемо приклад: $Z_1 = 18$, $Z_2 = 24$, $2p = 6$.

Номери зубцевих гармонік при $k = 1, 2, 3$:

$$\text{– статора} \quad v_{z_1} = 1 \pm \frac{Z_1}{p} \cdot k = 1 \pm \frac{18}{3} \cdot k = -5, 7, -11, 13, -17, 19;$$

$$\text{– ротора} \quad v_{z_2} = 1 \pm \frac{Z_2}{p} \cdot k = 1 \pm \frac{24}{3} \cdot k = -7, 9, -15, 17, -23, 27.$$

Однаковий порядок мають пряма гармоніка статора й зворотня гармоніка ротора

$$v_{z_1} = 7, \quad v_{z_2} = -7.$$

Синхронний момент виникає при частоті обертання ротора (30.21)

$$n_{\text{синх}} = n_1 \cdot \frac{v_{z_2} - v_{z_1}}{v_{z_1} \cdot (v_{z_2} - 1)} = n_1 \cdot \frac{(-7 - 7)}{7 \cdot (-7 - 1)} = n_1 \cdot \frac{-14}{-56} = \frac{1}{4} n_1 = 250 \text{ об/хв}$$

Синхронний момент виникає при ковзанні ротора

$$s = \frac{n_1 - n_1 / 4}{n_1} = \frac{3}{4} = 0,75.$$

Однаковий порядок мають також **зворотня** гармоніка статора й **пряма** гармоніка ротора

$$v_{z_1} = -17, \quad v_{z_2} = 17.$$

Синхронний момент при частоті обертання ротора за виразом (30.21)

$$n_{\text{синх}} = n_1 \cdot \frac{v_{z_2} - v_{z_1}}{v_{z_1} \cdot (v_{z_2} - 1)} = n_1 \cdot \frac{(17 - (-17))}{-17 \cdot (17 - 1)} = n_1 \cdot \frac{34}{-272} = -0,125n_1 = -125 \text{ об/хв.}$$

Синхронний момент виникає при ковзанні ротора

$$s = \frac{n_1 - (-0,125n_1)}{n_1} = 1,125,$$

тобто в режимі гальмування.

Синхронні моменти, накладаючись на момент від основної гармоніки поля, приводять до провалів у кривій $M_{\text{ем}} = f(s)$, через що ротор двигуна при пуску (рис. 30.18) може застрягти на проміжній частоті обертання в точці a .

Проте на відміну від асинхронного моменту, що виявляється в порівняно великому діапазоні ковзань, синхронний момент діє при проходженні $n_{\text{синх}}$ короткочасно і може бути переборений за рахунок кінетичної енергії, запасеній в роторі. Тому синхронні моменти менш небезпечні, ніж асинхронні. Їх доводиться враховувати лише у випадку, коли вони спостерігаються при нерухомому роторі, тобто при $n_{\text{синх}} = 0$.

Наприклад, при $Z_1 = Z_2$ збігаються порядки зубцевих гармонік статора і ротора, що обертаються в однакових напрямках.

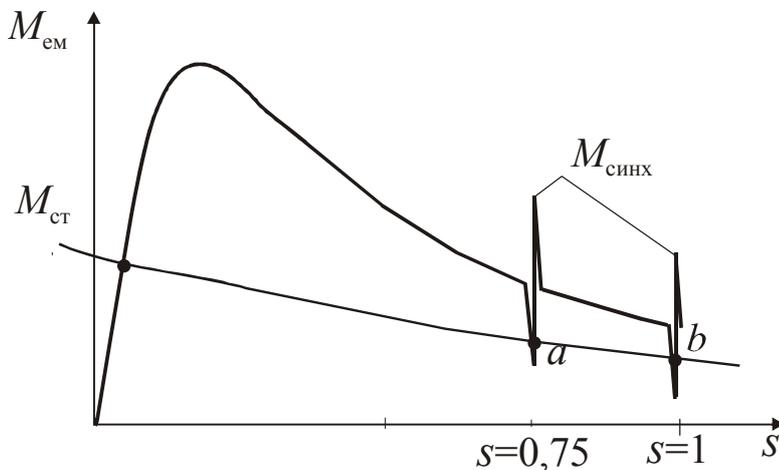


Рис. 30.18. Залежність $M_{\text{ем}} = f(s)$ з урахуванням синхронних моментів

У цьому випадку синхронний момент виникає при $s = 1$ та двигун може не запуснитися (точка b , на рис. 30.18). Синхронні моменти можуть бути істотно зменшені шляхом скосу пазів ротора і правильного вибору співвідношення числа пазів статора та ротора, наприклад, при $Z_1 \neq Z_2$, $Z_1 - Z_2 \neq \pm 2p$ та ін.

31. ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ ТА ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ

Для розрахунку параметрів схеми заміщення та визначення експлуатаційних властивостей АД проводяться досліди неробочого ходу (НХ) та короткого замикання (КЗ).

31.1. Дослід неробочого ходу

Неробочим ходом АД називається режим за відсутності навантаження на його валу.

У досліді НХ напругу, яку подають до обмотки статора, знижують від величини $U_1 = (1,25 \div 1,3) \cdot U_{1н}$ до $U_1 = (0,3 \div 0,4) \cdot U_{1н}$. При цьому записують фазні значення струму – I_{0A}, I_{0B}, I_{0C} , напруги – U_{0A}, U_{0B}, U_{0C} та споживаної активної потужності – P_{0A}, P_{0B}, P_{0C} .

Для розрахунків приймають середні фазні значення струму та напруги

$$I_{0ф} = (I_{0A} + I_{0B} + I_{0C}) / 3, \quad U_{0ф} = (U_{0A} + U_{0B} + U_{0C}) / 3. \quad (31.1)$$

$$\text{Потужність неробочого ходу} \quad P_0 = P_{0A} + P_{0B} + P_{0C}. \quad (31.2)$$

$$\text{За результатами вимірів знаходять} \quad \cos \varphi_0 = \frac{P_0}{m_1 \cdot U_{0ф} \cdot I_{0ф}}. \quad (31.3)$$

Залежності

$P_0, I_{0ф}, \cos \varphi_0 = f(U_{0ф})$, що називають характеристиками неробочого ходу, наведені на рис. 31.1.

Струм неробочого ходу

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_{0a} + j\dot{I}_{0\mu}. \quad (31.4)$$

У міру зростання напруги зростає насичення магнітної системи, струм I_0 починає швидко збільшуватися, відхиляючись від прямолінійної залежності.

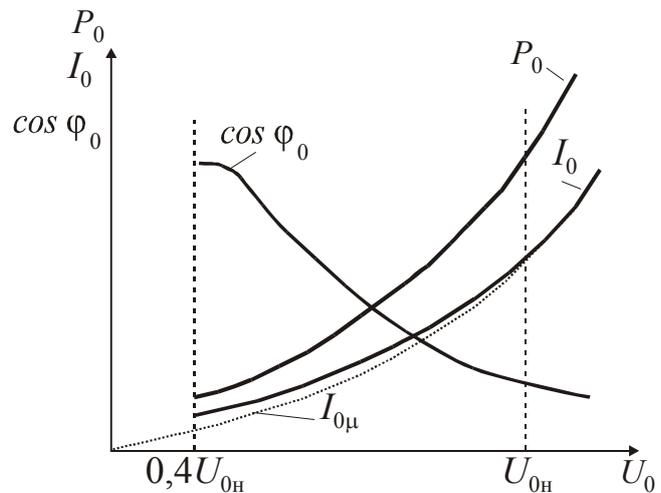


Рис. 31.1. Характеристики НХ

Активна складова струму НХ $I_{0a} = I_0 \cdot \cos \varphi_0$ мала, тому що її значення визначається втратами в сталі двигуна.

Реактивна складова $I_{0\mu} = I_0 \cdot \sin \varphi_0$ значна та визначає величину основного магнітного потоку Φ_m у зазорі АД.

Залежність $I_{0\mu} = f(U_0)$ при більших напругах U_0 збігається з $I_0 = f(U_0)$, а при малих – відрізняється та повинна йти в нуль.

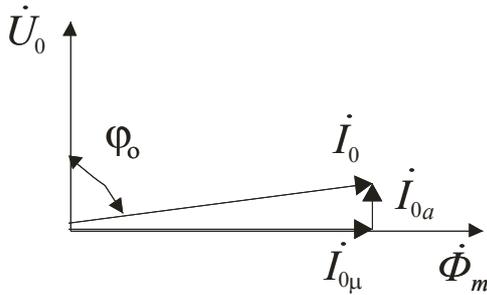


Рис. 31.2. Векторна діаграма струмів у режимі НХ

Відповідно до спрощеної векторної діаграми АД у режимі НХ (рис. 31.2) величину коефіцієнта потужності НХ можна визначити за виразом

$$\cos \varphi_0 = \frac{I_{0a}}{I_0} = \frac{I_{0a}}{\sqrt{I_{0a}^2 + I_{0\mu}^2}}. \quad (31.5)$$

Поки машина ненасичена, величина струму намагнічування $I_{0\mu}$ мала та $\cos \varphi_0 \approx \text{const}$, із зростанням же насичення $I_{0\mu}$ зростає швидше, ніж I_{0a} , та $\cos \varphi_0$ зменшується.

При $U_{10} = U_H$:

$$\cos \varphi_0 = 0,09 \div 0,2; \quad I_0 = (0,25 \div 0,5) \cdot I_H.$$

Потужність неробочого ходу P_0 , що споживається двигуном із мережі, витрачається на втрати в сталі статора – $\Delta p_{\text{ст}}$, механічні втрати – $\Delta p_{\text{мех}}$ та електричні втрати в обмотці статора – $\Delta p_{\text{ел}} = m_1 \cdot I_{0\phi}^2 \cdot r_1$:

$$P_0 = \Delta p_{\text{ст}} + \Delta p_{\text{мех}} + m_1 \cdot I_{0\phi}^2 \cdot r_1. \quad (31.6)$$

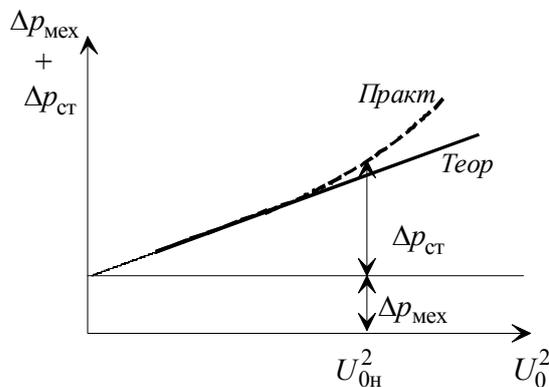


Рис. 31.3. Розподіл втрат у режимі НХ

Оскільки втрати в сталі $\Delta p_{\text{ст}} = f(B^2) = f(U^2)$, а $\Delta p_{\text{мех}}$ не залежать від напруги, то залежність $\Delta p_{\text{ст}} + \Delta p_{\text{мех}} = f(U_0^2)$ теоретично представляє пряму лінію (рис. 31.3).

Продовжуючи на графіку цю пряму до перетину з віссю ординат, визначають розмір механічних втрат $\Delta p_{\text{мех}}$.

Втрати в сталі $\Delta p_{\text{ст}}$ у такий спосіб можна визначити при будь-якій напрузі.

За даними дослідів НХ виконують розподіл втрат на втрати в сталі та втрати механічні (рис. 31.3).

З виразу (31.6) дістаємо

$$\begin{aligned} \Delta p_{\text{ст}} + \Delta p_{\text{мех}} &= \\ &= P_0 - m_1 \cdot I_{0\phi}^2 \cdot r_1 \end{aligned} \quad (31.7)$$

Практично через наявність додаткових втрат у сталі характеристика $\Delta p_{\text{ст}} + \Delta p_{\text{мех}} = f(U_0^2)$ відрізняється від прямолінійної (рис. 31.3).

Дослід НХ використовується ще для експериментального визначення параметрів схеми заміщення АД:

$$r_m = \frac{\Delta P_{\text{ст}}}{m \cdot I_0^2}; \quad Z_0 = U_0 / I_0; \quad x_0 = \sqrt{Z_0^2 - r_0^2}, \quad (31.8)$$

де $r_0 = r_1 + r_m$, $x_0 = x_1 + x_m$.

Опір x_1 визначають за даними дослідів КЗ АД.

31.2. Дослід короткого замикання

Дослід короткого замикання АД проводять при загальмованому роторі ($n = 0$, $s = 1$). На обмотку статора подають напругу такої величини, щоб струм короткого замикання обмотки статора змінювався від $I_{1\text{к}} = 0,3I_{1\text{н}}$ до значень $I_{1\text{к}} = (2,5 \div 3)I_{1\text{н}}$. При цьому записують по одній фазі значення напруги, потужності та струму – $I_{\text{к}}$, $U_{\text{к}}$, $P_{\text{к}}$. Для того щоб дані дослідів знімалися при одній температурі, дослід здійснюється швидко.

Визначення параметрів відбувається при припущенні, що потужність КЗ, яка споживається з мережі, витрачається тільки на покриття втрат в обмотках статора та ротора, тобто

$$P_{\text{к}} = \Delta p_{\text{ел1}} + \Delta p_{\text{ел2}} = I_{\text{к}}^2 \cdot (r_1 + r_2') = I_{\text{к}}^2 \cdot r_{\text{к}}, \quad (31.9)$$

де $I_1 = I_2' = I_{\text{к}}$ при $I_0 \approx 0$.

За даними дослідів розраховують для кожної точки повний – $Z_{\text{к}}$, активний – $r_{\text{к}}$ та індуктивний – $x_{\text{к}}$ опори короткого замикання:

$$Z_{\text{к}} = \frac{U_{\text{к}}}{I_{\text{к}}}; \quad r_{\text{к}} = \frac{P_{\text{к}}}{I_{\text{к}}^2}; \quad x_{\text{к}} = \sqrt{Z_{\text{к}}^2 - r_{\text{к}}^2}, \quad (31.10)$$

де $r_{\text{к}} = r_1 + r_2'$; $x_{\text{к}} = x_1 + x_2'$; $x_1 \approx x_2' = x_{\text{к}}/2$;

– коефіцієнт потужності КЗ – $\cos \varphi_{\text{к}} = P_{\text{к}} / (U_{\text{к}} \cdot I_{\text{к}})$.

За цими даними будують характеристики короткого замикання $I_{\text{к}}$, $P_{\text{к}}$, $\cos \varphi_{\text{к}}$, $Z_{\text{к}}$, $r_{\text{к}}$, $x_{\text{к}} = f(U_{\text{к}})$ (рис. 31.4).

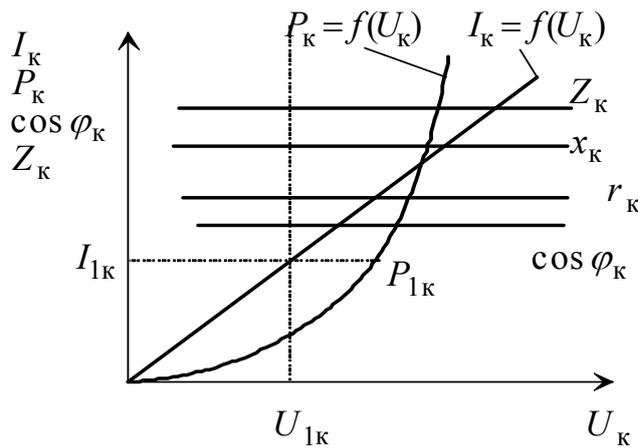


Рис. 31.4. Характеристики КЗ

При короткому замиканні АД слід розрізняти два основних випадки:
 – коли пази статора та ротора мають відкриту або напіввідкриту форму;
 – коли пази статора мають напівзакриту, а пази ротора – напівзакриту або закриту форму (двигуни із заливкою ротора алюмінієм).

У першому випадку потоки розсіяння при КЗ слабо насичують зубці статора та ротора. Тому параметри КЗ при заданій температурі та частоті практично не залежать від напруги U_K (рис. 31.4).

Залежність $I_K = f(U_K)$ представляє пряму лінію. Оскільки опори r_K та x_K не залежать від напруги, то і $\cos \varphi_K$ не змінюється.

Характеристики КЗ подані на рис. 31.4.

За даними КЗ визначають значення пускового струму, пускового моменту і потужності при номінальній напрузі.

У цьому випадку перерахунок даних КЗ, отриманих при зниженій напрузі U_{1K} на номінальну напругу U_{1H} , виконують за формулами:

– потужність КЗ
$$P_{KH} = \left(\frac{U_{1H}}{U_{1K}} \right)^2 \cdot P_{1K},$$

де P_{1K} відповідає струму I_{1K} ;

– пусковий струм
$$I_{II} = \frac{U_{1H}}{U_{1K}} \cdot I_{1K}.$$

В АД малої та середньої потужності при напівзакритих пазах на статорі та на роторі потоки розсіяння статора та ротора швидко насичують сталь містків, що перекривають пази.

Основна різниця між параметрами КЗ трансформаторів та АД полягає в тому, що залежності

$Z_K, x_K = f(U_K)$ не є постійними, що визначається впливом витиснення струму та насичення магнітного кола машини.

Зменшення проникності цих ділянок приводить до зменшення індуктивності розсіяння й індуктивних опорів розсіяння обмоток статора x_1 та ротора x'_2 . При збільшенні U_K опір x_K зменшується приблизно за гіперболічним законом (рис. 31.5).

На рис. 31.6 наведена залежність $I_K = f(U_K)$ для таких двигунів.

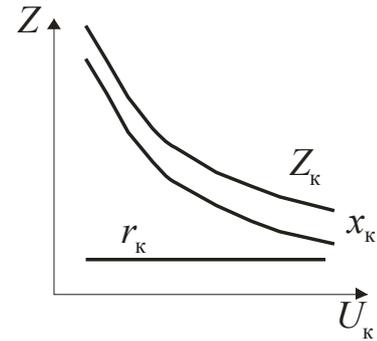


Рис. 31.5. Залежності Z_K , $x_K = f(U_K)$ для АД з напівзакритими пазами

Ця залежність є нелінійною в початковій частині кривої, тому що при зростанні напруги зменшуються значення індуктивних опорів розсіяння статора та ротора.

Для визначення струму короткого замикання при номінальній напрузі до верхньої частини знятої характеристики $I_K = f(U_K)$ проводиться дотична (пунктирна лінія на рис. 31.6) та визначається точка U_{K0} перетину її з віссю абсцис.

Величина пускового струму при $U_K = U_{1H}$

$$I_{II} = \frac{U_{1H} - U_{K0}}{U_{1K} - U_{K0}} \cdot I_{1K}.$$

Потужність короткого замикання при $U_K = U_{1H}$

$$P_{KH} = \left(\frac{U_{1H} - U_{K0}}{U_{1K} - U_{K0}} \right)^2 \cdot P_{1K}.$$

Початковий пусковий момент при $U_K = U_{1H}$

$$M_{II} = \left(\frac{I_{II}}{I_{1K}} \right)^2 \cdot M_K,$$

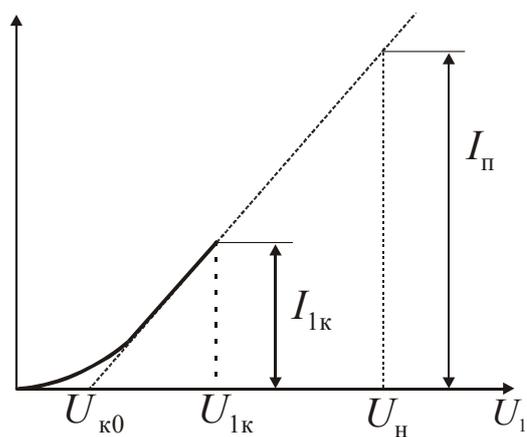


Рис. 31.6. Залежність $I_K = f(U_K)$ для АД з напівзакритими пазами

де M_K – вимірне або розрахункове значення моменту в досліді короткого замикання при струмі I_{1K} .

Розрахункове значення моменту

$$M_K \approx \frac{m_1 \cdot I_{1K}^2 \cdot r'_2}{\Omega_1},$$

де $r_2' = r_k - r_1$.

Параметри КЗ приводять до робочої температури (як правило, 75°C)

$$\begin{cases} r_{k(75)} = r_k \frac{235 + 75}{235 + \theta_k}; & x_{k(75)} = x_k \frac{235 + 75}{235 + \theta_k}; \\ Z_{k75} = \sqrt{r_{k(75)}^2 + x_{k(75)}^2}; & \cos \varphi_{k(75)} = \frac{r_{k(75)}}{Z_{k(75)}}, \end{cases} \quad (31.11)$$

де θ_k – температура, при якій здійснювався дослід КЗ.

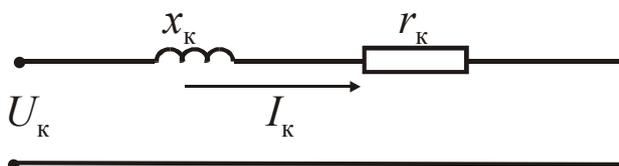


Рис. 31.7. Схема заміщення АД у режимі КЗ

Рівняння електричної рівноваги в режимі КЗ при знехтуванні струмом неробочого ходу:

$$\dot{U}_k = \dot{I}_k \cdot (r_k + jx_k).$$

Схема заміщення АД для цього режиму наведена на рис. 31.7.

31.3. Робочі характеристики

Робочі характеристики знімають при зміні корисного навантаження на валу двигуна від $M_2 = 0$ до $(1,2 \div 1,3)M_{2н}$ при $U_1 = U_{1н} = const$ та $f_1 = f_{1н} = const$.

При цьому записують фазні значення споживаної активної потужності та струмів статора. Крім того, записують значення ковзання s .

Для кожної виміряної точки обчислюють:

– середній струм фази статора $I_{1\phi} = (I_{\phi A} + I_{\phi B} + I_{\phi C})/3$;

– споживану активну потужність $P_1 = P_{\phi A} + P_{\phi B} + P_{\phi C}$;

– електричні втрати в обмотці статора $\Delta p_{ел1} = 3I_{1\phi}^2 \cdot r_1$;

– електромагнітну потужність $P_{ем} = P_1 - \Delta p_{ел1} - \Delta p_{ст}$,

де значення втрат у сталі $\Delta p_{ст}$ при $U_{н}$ знаходять із дослідів НХ;

– електричні втрати в роторі $\Delta p_{ел2} = P_{ем} \cdot s$;

– додаткові втрати $\Delta p_{дод} = 0,005 \cdot P_1$;

– корисну потужність на валу $P_2 = P_{ем} - \Delta p_{ел2} - \Delta p_{дод} - \Delta p_{мех}$,

де значення механічних втрат $\Delta p_{мех}$ беруть із дослідів НХ;

– частоту обертання ротора $n = n_1(1 - s) = (60 \cdot f_1 / p) \cdot (1 - s)$;

– корисний момент на валу $M_2 = P_2 / \Omega$,

де $\Omega_1 = 2\pi \cdot n / 60$ – кутова частота обертання ротора;

– коефіцієнт корисної дії $\eta = P_2 / P_1$;

– коефіцієнт потужності $\cos \varphi_1 = P_1 / (3I_{1\phi} \cdot U_H)$.

За отриманими даними будують робочі характеристики, тобто залежності $s, n, I_{1\phi}, P_1, M_2, \eta, \cos \varphi_1 = f(P_2)$ при $U_1 = \text{const}$ та $f_1 = \text{const}$ (рис. 31.8).

За робочими характеристиками при $P_2 = P_{2H}$ визначають номінальні дані АД, тобто значення $s_H, n_H, I_{1H}, M_{2H}, \eta_H, \cos \varphi_{1H}$

Залежність $n = f(P_2)$ являє собою криву, слабо нахилену до осі абсцис. Це пов'язано з тим, що частота обертання ротора

$$n = n_1(1 - s).$$

Ковзання s дорівнює відношенню електричних втрат в обмотці ротора $\Delta p_{\text{ел}2}$ до електромагнітної потужності $P_{\text{ем}}$, тобто $s = \Delta p_{\text{ел}2} / P_{\text{ем}}$.

При НХ втрати $\Delta P_{\text{ел}2}$ малі порівняно з $P_{\text{ем}}$, тому при $P_2 = 0$ ковзання НХ $s_0 \approx 0$, а частота обертання ротора $n_0 \approx n_1$.

У міру збільшення навантаження ковзання

$$s = \Delta p_{\text{ел}2} / P_{\text{ем}}$$

зростає, але з міркувань високого ККД у двигуні обмежено вузькими границями.

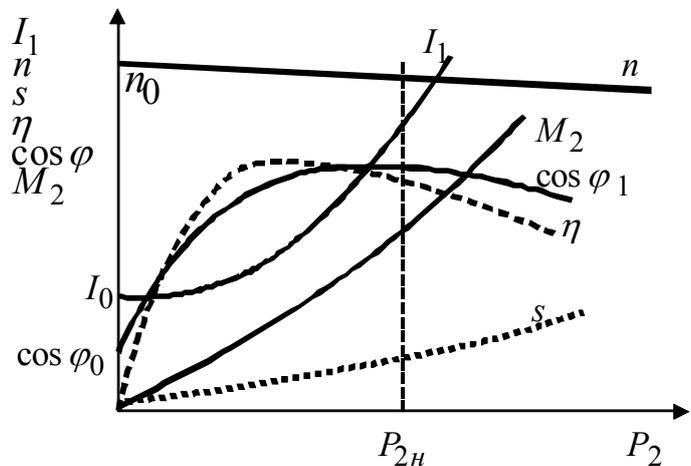


Рис. 31.8. Робочі характеристики

При номінальному навантаженні $s_H = (2 \div 5) \%$. Тому АД має жорстку швидкісну характеристику.

Залежність $M_2 = f(P_2)$ не лінійна. Зі зростанням навантаження на валу двигуна M_2 зростає корисна потужність P_2 , але $M_2 = P_2 / \Omega$.

Так як при зміні навантаження в межах від НХ до номінального частота обертання двигуна n зменшується, то момент M_2 зростає швидше від потужності P_2 .

Залежність $I_1 = f(P_2)$ починається зі значення I_0 , а далі її вигляд залежить від зміни струму ротора I_2' .

Струм статора $I_1 = I_0 + (-I_2')$, але струм НХ $I_0 = const$ при $U_1 = const$. При збільшенні навантаження збільшується ковзання s та електромагнітний момент $M_{ем} = M_2 + M_0$, але

$$M_{ем} = c_m \cdot \Phi_m \cdot I_2' \cdot \cos \psi_2 \equiv I_2' \cdot \cos \psi_2, \quad (31.12)$$

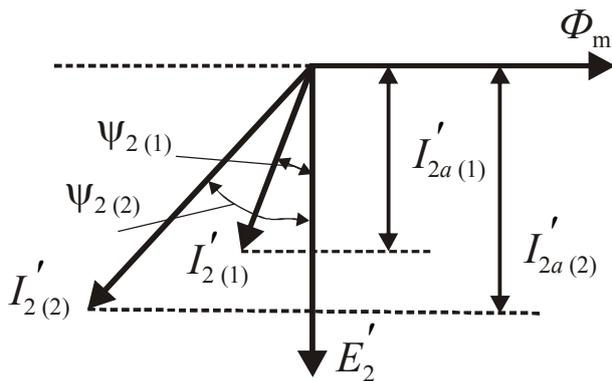


Рис. 31.9. Зміна струму ротора

де $I_2' \cdot \cos \psi_2 = I_{2a}'$ – активна складова струму ротора, що визначає величину електромагнітного моменту;

$\psi_2 = \arctg(s \cdot x_2' / r_2')$ – кут між струмом та ЕРС ротора.

Зі зростанням навантаження ($I_{2(2)}' > I_{2(1)}'$) кут ψ_2 збільшується ($\psi_{2(2)} > \psi_{2(1)}$), а $\cos \psi_2$ зменшується (рис. 31.9).

Через те, що момент $M_{ем}$ зі зростанням P_2 зростає, то струм I_2' повинен зростати швидше, ніж зменшується кут ψ_2 , тобто зростати швидше від P_2 . Тому залежність $I_1 = f(P_2)$ не лінійна та має зростаючий характер.

Залежність $s = f(P_2)$ не лінійна. Струм I_2' залежить від ЕРС $E_{2s} = E_2 \cdot s$. Тому s зростає швидше від потужності P_2

Залежність $\cos \varphi_1 = f(P_2)$ починається зі значення в режимі НХ $\cos \varphi_0 = 0,09 \div 0,18$. Величина коефіцієнта потужності може бути визначена за виразом

$$\cos \varphi_1 = P_1 / \sqrt{Q_1^2 + P_1^2}. \quad (31.13)$$

Реактивна потужність Q_1 , споживана з мережі, складається з трьох частин: $Q_1 = Q_{\sigma 1} + Q_{\sigma 2} + Q_m$.

Потужність $Q_m = const$ при $U_1 = const$. Реактивні потужності розсіювання статора $Q_{\sigma 1} = m_1 \cdot I_1^2 \cdot x_1$ та ротора $Q_{\sigma 2} = m_1 \cdot I_2'^2 \cdot x_2' \cdot s$.

Доти, поки ковзання s невелике, потужність $Q_{\sigma 2}$ також невелика та коефіцієнт потужності зростає, досягаючи найбільшого значення при на-

вантаженні $P_2 = (1,1 \div 1,2)P_{2н}$, трохи більшому за номінальне.

З подальшим зростом навантаження та збільшенням ковзання s струм ротора I_2' стає все більш індуктивним. При цьому збільшується $x_{2s} = x_2 \cdot s$ і зростає споживана з мережі реактивна потужність, $\cos \varphi_1$ починає зменшуватися.

Залежність $\eta_1 = f(P_2)$ має максимум приблизно при 75 % від номінального навантаження (рис. 31.10).

Величина ККД може бути виражена за виразом

$$\eta = P_2/P_1 = 1 - \Sigma \Delta p/P_1, \quad (31.14)$$

де $\Sigma \Delta P$ – сума втрат.

Втрати ділять на постійні, які не залежать від навантаження,

$$\Delta p_{\text{пост}} = \Delta p_{\text{ст}} + \Delta p_{\text{мех}} \quad (31.15)$$

та змінні, які залежать від навантаження,

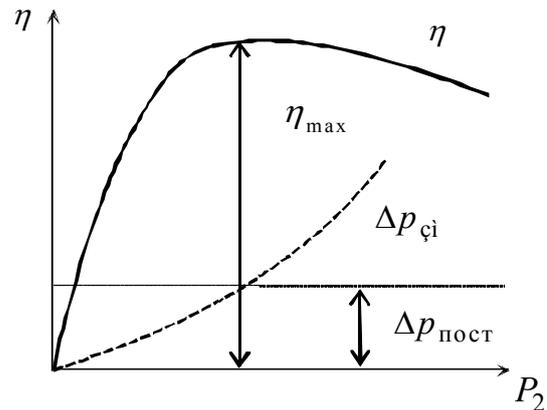


Рис. 31.10. Залежність $\eta = f(P_2)$

$$\Delta p_{\text{зм}} = \Delta p_{\text{ел1}} + \Delta p_{\text{ел2}} + \Delta p_{\text{дод}}. \quad (31.16)$$

Максимальне значення ККД η_{max} має місце при $\Delta p_{\text{пост}} = \Delta p_{\text{зм}}$.

31.4. Робочі характеристики при зниженій напрузі

При зниженні фазної напруги та зберіганні номінальної потужності змінюються значення s_n , n_n , $I_{1н}$, $M_{2н}$, η_n , $\cos \varphi_{1н}$.

Це пов'язано з тим, що робочі характеристики, зняті при номінальній та зниженій напругах, не збігаються. Порівняємо, наприклад, деякі робочі характеристики, зняті при номінальній напрузі та з'єднанні обмотки в Δ , із робочими характеристиками того ж двигуна, знятими при з'єднанні обмотки в Y .

Переключення обмотки в зірку приводить до зменшення фазної напруги в $\sqrt{3}$ разів. При цьому основний магнітний потік зменшується в $\sqrt{3}$ разів. Так як магнітна система звичайно насичена, таке зменшення магнітного потоку приводить до зменшення струму, що намагнічує $I_{0\mu}$ більше ніж у $\sqrt{3}$ разів (рис. 31.11).

Залежності $I_1 = f(P_2)$ при $P_2=0$ та з'єднанні обмотки в Y та Δ по-

чинаються з різних точок: $I_{0\Delta} > I_{0Y}$ (рис. 31.12).

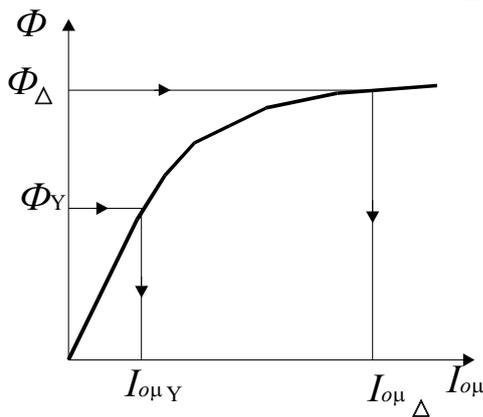


Рис. 31.11. Залежність $\Phi = f(I_{0\mu})$

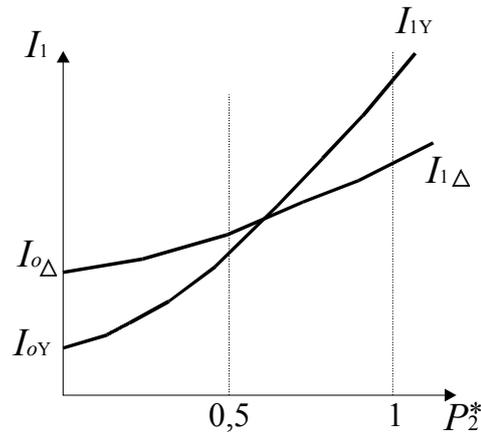


Рис. 31.12. Залежності $I_1 = f(P_2^*)$ при з'єднанні обмотки в Y та Δ

При $M_{ст} = const$ величина

$$M_2 \approx M_{ем} = c_m \cdot \Phi_{\downarrow} \cdot I_2'^{\uparrow} \cdot \cos \psi_2 = const.$$

Тому при зменшенні потоку $\Phi_Y < \Phi_{\Delta}$ струм ротора $I_{2Y}' > I_{2\Delta}'$ збільшується за рахунок більшого ковзання $s_Y > s_{\Delta}$.

При малих навантаженнях, коли головну роль у струмі $I_1 = I_0 + (-I_2')$ відіграє струм неробочого ходу I_0 , струм статора при з'єднанні обмотки в Y менший, ніж при з'єднанні в Δ, $-I_{1Y} < I_{1\Delta}$.

Але при великих навантаженнях головне значення в струмі I_1 відіграє струм ротора, тому $I_{1Y} > I_{1\Delta}$.

Залежності $\cos \varphi_1 = f(P_2)$ при з'єднанні обмотки в Y та Δ показані на рис. 31.13. У режимі неробочого ходу $\cos \varphi_{0Y} > \cos \varphi_{0\Delta}$ внаслідок зменшення струму, що намагнічує $I_{0\mu Y}$, та зменшення споживаної з мережі реактивної потужності Q_m . При малих навантаженнях та зниженні напруги $\cos \varphi_1$ завжди зростає.

Проте при великих навантаженнях $\cos \varphi_{1Y}$ зменшується. Це пояснюється тим, що при більших навантаженнях та зниженні напруги різко зростає ковзання, при котрому значно збільшується споживання реактивної потужності Q_1 за рахунок складової

$$Q_{\sigma 2} = m_1 \cdot I_2'^2 \cdot x_2' \cdot s. \quad (31.17)$$

З метою підвищення $\cos \varphi_1$ надзвичайно важливо, щоб двигун працював із навантаженням, близьким до номінального. Якщо ж двигун недо-

вантажений, то для підвищення $\cos \varphi_1$ доцільно напругу зменшити.

Наприклад, у АД, що працюють при з'єднанні обмотки в Δ , необхідно з'єднати її в Y .

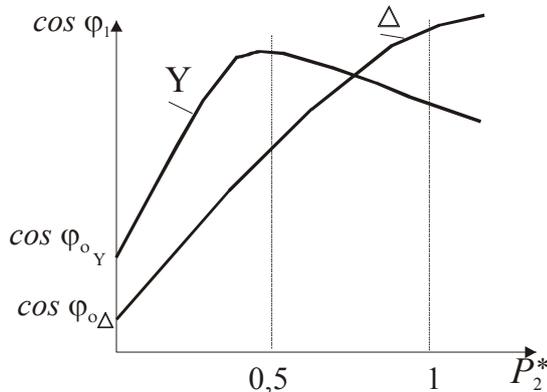


Рис. 31.13. Залежності $\cos \varphi_1 = f(P_2)$ при з'єднанні обмотки в Y та Δ

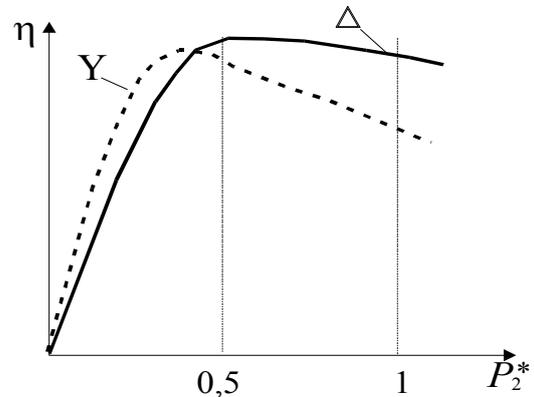


Рис. 31.14. Залежності $\eta = f(P_2)$ при з'єднанні обмотки в Y та Δ

Порівняння залежностей $\eta = f(P_2)$ при номінальній та зниженій напругах показано на рис. 31.14.

При зниженні напруги збільшуються струми в обмотці статора й обмотці ротора та збільшуються електричні втрати

$$(\Delta p_{\text{ел1}} + \Delta p_{\text{ел2}})_Y > (\Delta p_{\text{ел1}} + \Delta p_{\text{ел2}})_\Delta.$$

Але при цьому зменшуються втрати в сталі $\Delta P_{\text{стY}} < \Delta P_{\text{ст}\Delta}$.

При малих навантаженнях ККД при з'єднанні обмотки в Y декілька більше за ККД при з'єднанні в Δ .

При збільшенні навантаження η_Y швидко зменшується внаслідок зростання втрат в обмотці ротора (рис. 31.14).

Наведені робочі характеристики при з'єднанні обмотки в Y зображені в діапазоні зміни навантаження від нуля до $P_2^* = P_2/P_{2н\Delta} = 1$.

Зняття таких характеристик експериментально можливо тільки у випадку великого значення кратності максимального моменту. При з'єднанні обмотки в Δ треба мати

$$K_{\text{max}\Delta} = M_{\text{max}\Delta}/M_{2н\Delta} \geq 3,3.$$

У протилежному випадку зменшення фазної напруги в $\sqrt{3}$ разів приведе до зменшення максимального моменту в 3 рази.

Перевантажувальна спроможність при з'єднанні в Y також зменшиться в 3 рази за умови $M_{2н\Delta} = \text{const}$, і АД не спроможеться нести таке навантаження.

Таким чином, при значному зменшенні напруги необхідно зменшувати навантаження на валу двигуна.

32. СПОСОБИ РЕГУЛЮВАННЯ ЧАСТОТИ ОБЕРТАННЯ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ

Частота обертання ротора

$$n = n_1 \cdot (1 - s) = \frac{60 \cdot f_1}{p} \cdot (1 - s), \quad (32.1)$$

звідки випливає, що регулювати частоту обертання можна:

- зміною частоти f_1 ;
- зміною ковзання s двигуна;
- зміною числа пар полюсів p обмотки статора.

32.1. Зміна частоти напруги живлення

Цей спосіб дозволяє плавно змінювати частоту обертання ротора n в широкому діапазоні. Для цього двигун повинен одержувати живлення від спеціального перетворювача частоти (ПЧ).

Залежно від вимог до механічних характеристик АД при частотному регулюванні одночасно зі зміною частоти доводиться за визначеним законом змінювати напругу U_1 . Нехтуючи падінням напруги в колі статора, можна записати

$$U_1 \approx E_1 = 4,44 \cdot f_1 \cdot w_1 \cdot \kappa_{об1} \cdot \Phi_m. \quad (32.2)$$

При зменшенні частоти f_1 та постійній нарузі відбувається збільшення магнітного потоку машини, що приводить до насичення магнітної системи, різкого збільшення намагнічуючого струму $I_{0\mu}$ і зменшення коефіцієнта потужності $\cos \varphi_1$.

При зменшенні частоти збільшується максимальний момент, величина якого може бути визначена за наближеною формулою ($r_1 = 0$)

$$M_{\max} \approx \frac{p \cdot m_1 \cdot U_1^2}{4\pi \cdot f_1 \cdot (x_1 + x'_2)} = c \cdot \frac{U_1^2}{f_1^2}, \quad (32.3)$$

де $x_1 = 2\pi \cdot f_1 \cdot L_{\sigma 1}$, $x'_2 = 2\pi \cdot f_1 \cdot L'_{\sigma 2}$,

c – постійний коефіцієнт.

Відношення максимальних моментів при двох значеннях частоти

$$\frac{M_{\max(1)}}{M_{\max(2)}} = \left(\frac{U_{1(1)} \cdot f_{1(2)}}{f_{1(1)} \cdot U_{1(2)}} \right)^2, \quad (32.4)$$

де індекси (1) і (2) відносяться до різних частот.

Виходячи з виразу (32.4), дістаємо в загальному вигляді закон зміни напруги при регулюванні частоти

$$\frac{U_{1(1)}}{U_{1(2)}} = \frac{f_{1(1)}}{f_{1(2)}} \cdot \sqrt{\frac{M_{\max(1)}}{M_{\max(2)}}}. \quad (32.5)$$

Якщо регулювання частоти обертання відбувається за умови постійності навантажувального моменту $M_{\text{ст}} = M_{\text{н}} = \text{const}$, то напругу необхідно змінювати пропорційно зміні частоти

$$\frac{U_{1(1)}}{U_{1(2)}} = \frac{f_{1(1)}}{f_{1(2)}},$$

тобто
$$U_{1(2)} = U_{1(1)} \cdot \frac{f_{1(2)}}{f_{1(1)}}. \quad (32.6)$$

У цьому випадку кратність максимального моменту для будь-якої частоти залишається незмінною

$$\kappa_{\max(1)} = M_{\max(1)} / M_{\text{н}} = \kappa_{\max(2)} = M_{\max(2)} / M_{\text{н}}. \quad (32.7)$$

При такому регулюванні магнітний потік залишається незмінним при різних частотах:

$$\Phi_{\text{м}} \approx \frac{U_1}{f_1} = \text{const}.$$

Механічні характеристики АД при $f_1'' < f_1' < f_1$ та пропорційно зменшеній напрузі $U_1'' < U_1' < U_1$ наведені на рис. 32.1.

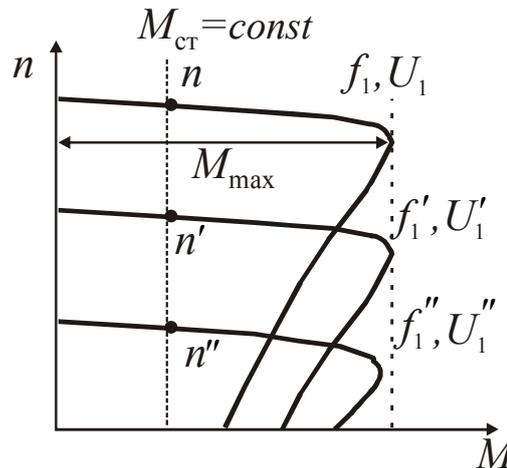


Рис. 32.1. Механічні характеристики АД при зміні f_1 і $M_{\text{ст}} = \text{const}$

Проте при зменшенні f_1 та $M_{\text{ст}} = \text{const}$ зменшується корисна потужність на валу P_2

$$P_2 \downarrow = M_{\text{н}} \cdot \Omega = M_{\text{н}} \cdot \frac{2\pi \cdot f_1 \downarrow}{p}. \quad (32.8)$$

Усі висновки були зроблені без урахування активного опору обмотки статора. Вплив r_1 найбільш сильно виявляється при малих значеннях f_1 . Внаслідок цього при зменшенні частоти та $U_1 / f_1 = const$ максимальний момент не залишається постійним, а зменшується.

При регулюванні з постійною потужністю на валу, тобто $P_2 = const$ або $M_{H(1)} \cdot \Omega_{(1)} = M_{H(2)} \cdot \Omega_{(2)}$, номінальний момент навантаження на валу повинен змінюватися зворотно пропорційно кутовій частоті обертання і, отже, частоті мережі

$$\frac{M_{H(1)}}{M_{H(2)}} = \frac{\Omega_{(2)}}{\Omega_{(1)}} = \frac{f_{1(2)}}{f_{1(1)}}. \quad (32.9)$$

Якщо при цьому повинна зберігатися перевантажувальна спроможність $k_{max} = const$, то

$$\frac{M_{max(1)}}{M_{max(2)}} = \frac{f_{1(2)}}{f_{1(1)}}. \quad (32.10)$$

Підставляючи (32.10) у (32.5), дістаємо закон зміни напруги при частотному регулюванні частоти обертання АД за умови $P_2 = const$

$$\frac{U_{1(1)}}{U_{1(2)}} = \frac{f_{1(1)}}{f_{1(2)}} \cdot \sqrt{\frac{f_{1(2)}}{f_{1(1)}}} = \sqrt{\frac{f_{1(1)}}{f_{1(2)}}}. \quad (32.11)$$

На рис. 32.2 показані механічні характеристики АД за умови $P_{2H} = P'_{2H}$, $f_{1(1)} = f_1 = 50 \text{ Гц}$, $U_{1(1)} = U_{1H}$ та $f_{1(2)} = f'_1 = 25 \text{ Гц}$.

При цьому напругу необхідно знизити до величини

$$U'_1 = U_{1H} \sqrt{\frac{f'_1}{f_1}} = 0,707 \cdot U_{1H}.$$

Номінальні моменти навантаження знаходяться у співвідношенні

$$M'_H = M_H \cdot \frac{f_1}{f'_1} = M_H \cdot 2.$$

У такому ж співвідношенні знаходяться і максимальні моменти

$$M'_{\max} = 2M_{\max}.$$

На практиці від цих висновків доводиться трохи відступати, тому що насичення сталі залежить від величини напруги, а умови охолодження машини змінюються зі зміною частоти обертання.

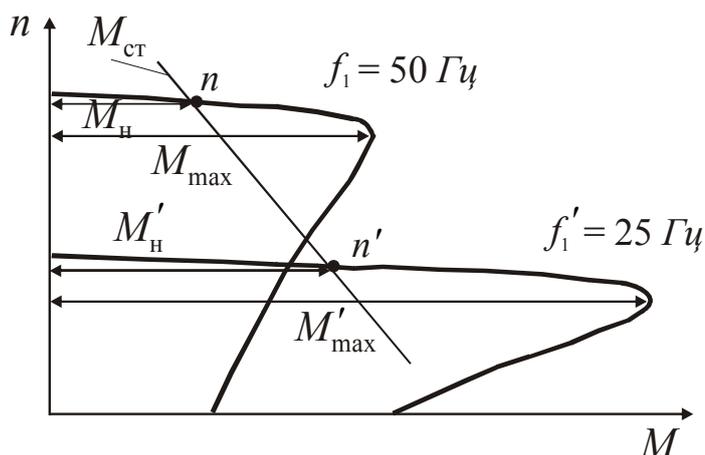


Рис. 32.2. Механічні характеристики АД при зміні f_1 та $P_2 = const$

32.2. Зміна величини напруги

Напругу, додану на обмотку статора, зменшують відносно номінальної. При цьому: $n_{кр} = n_1(1 - s_{кр}) = const$; $M_{\max} \equiv U_1^2$; $M_{II} \equiv U_1^2$.

Механічні характеристики АД при зменшенні напруги за умови $M_{ст} = const$ подані на рис. 32.3.

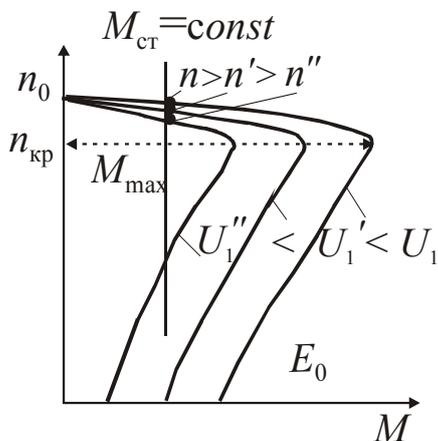


Рис. 32.3. Механічні характеристики АД при різних U_1

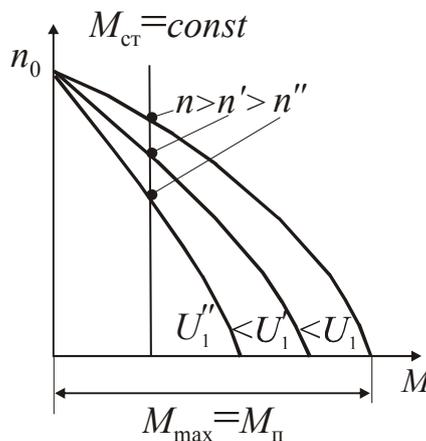


Рис. 32.4. Залежності $n = f(M)$ при різних U_1 та підвищеному значенні R_2

Діапазон регулювання невеликий, що пояснюється вузькою зоною стійкої роботи, обмеженою величиною критичного ковзання. При достатньо вузькому діапазоні зміни n значно зменшується перевантажувальна здатність (κ_{\max}) та пусковий момент (κ_{II}).

При збільшенні активного опору кола ротора (R_2) границі регулювання розширюються, особливо якщо $M_{\max} = M_{II}$ (рис. 32.4).

При зниженні напруги зменшується основний магнітний потік, унаслідок чого при $M_{ст} = const$ зростають струм в обмотці ротора та електричні втрати.

Втрати в сталі при цьому зменшуються. При навантаженнях, близьких до номінальних, зниження U_1 призводить до зростання сумарних втрат, зменшення ККД та підвищення нагрівання двигунів.

Тому даний спосіб регулювання частоти обертання застосовується тільки в машинах малої потужності.

32.3. Подача асиметричної напруги

При порушенні симетрії напруги кругове обертове магнітне поле стає еліптичним.

При цьому полі з'являється зворотна складова, що створює момент зворотної послідовності $M_{обр}$, спрямований назустріч моменту прямої послідовності $M_{пр}$. Результируючий електромагнітний момент зменшується

$$M_{\Sigma} = M_{пр} - M_{обр}.$$

На рис. 32.5 показані механічні характеристики АД $n = f(M_{ем})$ при симетричній нарузі ($U_{обр} = 0$) та при несиметричній ($M_{пр}$, $M_{обр}$, M_{Σ}).

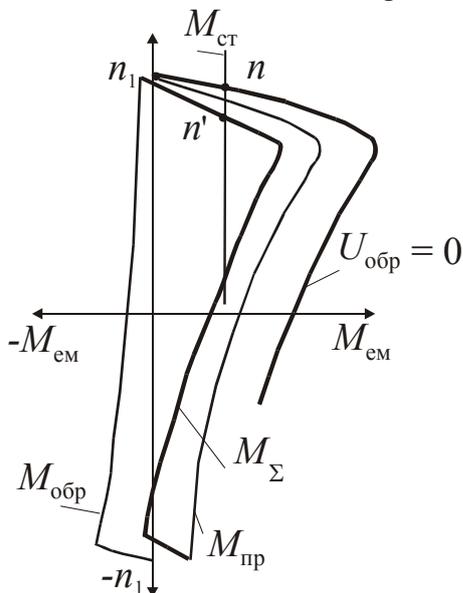


Рис. 32.5. Механічні характеристики АД при несиметричній нарузі

При $M_{ст} = const$ частота обертання ротора зменшується

$$n' < n.$$

Недоліком цього регулювання є вузька зона регулювання, зменшення перевантажувальної спроможності двигуна, зменшення ККД у міру збільшення асиметрії напруги.

Цей метод застосовують у АД малої потужності, а для поширення зони регулювання обмотку ротора виконують із матеріалу з великим питомим опором, при якому критичне ковзання $s_{кр} \geq 1$.

32.4. Зміна активного опору кола ротора

Частоту обертання АД з фазним ротором змінюють за допомогою додаткових активних опорів $r'_2 + r'_d$ у колі ротора.

При цьому:

$$s_{кр} \equiv r'_2 + r'_d;$$

$$M_{п} \equiv r'_2 + r'_d; \quad M_{max} = const.$$

При збільшенні активного опору кола ротора механічні характеристики $n = f(M_{ем})$ стають більш м'якими (рис. 32.6).

Частота обертання двигуна при постійному навантаженні на валу $M_{ст} = const$ зменшується

$$n''' < n'' < n' < n,$$

а ковзання збільшується.

При збільшенні ковзання збільшуються електричні втрати в колі ротора $\Delta P_{ел2} = s \cdot P_{ем}$, що призводить до зниження ККД.

Даний спосіб регулювання дозволяє тільки зменшувати частоту обертання. Спосіб регулювання пов'язаний зі значними втратами енергії і тому неекономічний.

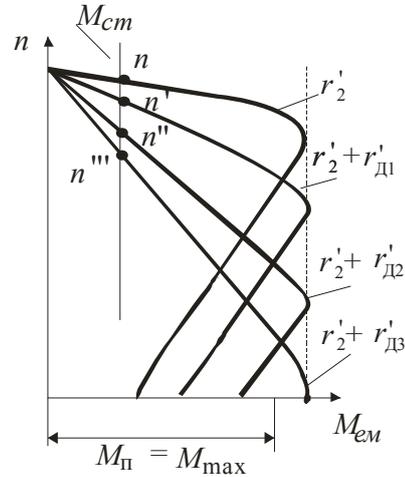


Рис. 32.6. Механічні характеристики АД при збільшенні $r'_2 + r'_d$

32.5. Введення в коло ротора електрорушійної сили частоти ковзання

Частоту обертання АД можна регулювати, вводячи в коло ротора від стороннього джерела додаткову ЕРС, що має частоту ковзання. Додаткова ЕРС $\Delta E'_{2s}$ може збігатися за фазою з ЕРС E'_{2s} або бути в протифазі.

Враховуючи те, що величина ковзання АД мала, для простоти аналізу прийемо, що $x'_2 \ll r'_2 / s$, тоді кут $\psi_2 = 0$ і струм $I'_{2s} = E'_{2s} / r'_2$ збігається за фазою з ЕРС $E'_{2s} = E'_2 \cdot s$. Припустимо також, що АД працює з постійним моментом навантаження на валу $M_{ст} = const$.

У сталому режимі двигун розвиває електромагнітний момент $M_{ем} = c_m \cdot \Phi_m \cdot I'_{2s}$, що приблизно дорівнює M_2 .

При $U_1 = const$, $\Phi_m = const$ та $M_{ем} \cong I'_{2s}$.

Якщо ввести в коло ротора додаткову ЕРС $\Delta E'_{2s}$, спрямовану назустріч ЕРС $\Delta E'_{2s}$ (рис. 32.7,б), то струм у цьому колі в перший момент часу

зменшиться. Внаслідок цього електромагнітний момент стане менше від навантажувального $M_{ем} < M_{ст}$ та двигун почне уповільнювати частоту обертання n . Зі зменшенням n збільшується ковзання $s_{(1)}$ та ЕРС $E'_{2s(1)} = E'_2 \cdot s_{(1)}$.

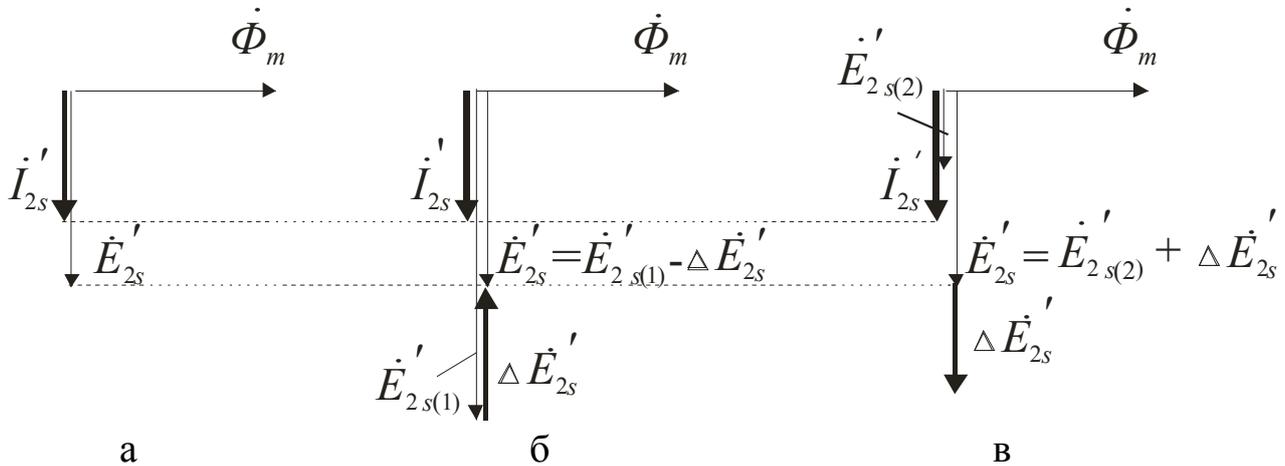


Рис. 32.7. Векторні діаграми кола ротора АД за відсутності додаткової ЕРС – а та при введенні її для зменшення – б і збільшення – в частоти обертання ротора

При цьому струм у роторі починає збільшуватися. Збільшення струму ротора та зниження частоти обертання буде відбуватися доти, поки струм ротора при ковзанні $s_{(1)}$ не досягне колишнього значення I'_{2s} , при якому виконувалась рівність моментів $M_{ем} = M_{ст}$.

При збільшенні ЕРС, спрямованій назустріч, частота обертання двигуна зменшується, а ковзання зростає.

При введенні в коло ротора додаткової ЕРС, спрямованої згідно з ЕРС E'_{2s} (рис. 32.7,в), струм у роторі починає збільшуватися, що приводить до збільшення електромагнітного моменту $M_{ем} > M_{ст}$, і частота обертання ротора зростає, ковзання $s_{(2)}$ зменшується.

Основна ЕРС $E'_{2s(2)} = s_{(2)} \cdot E'_2$ зменшується доти, поки $E'_{2s(2)} + \Delta E'_{2s} = E'_{2s}$ (рис. 32.7,в). При цьому струм ротора відновлює колишнє значення (I'_{2s}), а електромагнітний момент $M_{ем} = M_{ст}$ і двигун буде стійко працювати при більшій частоті обертання.

Принцип зміни частоти обертання за рахунок уведення додаткової ЕРС використовується в АД з фазним ротором, у машинах подвійного живлення, у ряді колекторних машин змінного струму.

32.6. Зміна числа полюсів обмотки статора

Цей спосіб дає східчасте регулювання частоти обертання, тому що при $f_1 = 50$ Гц та різних p можна одержати лише такі значення синхронних частот обертання магнітного поля статора:

$$n_1 = 3000, 1500, 1000, 750, 600, 500 \text{ об/хв та ін.}$$

Змінити число полюсів в обмотці статора можна або укладанням двох обмоток із різним числом полюсів, або укладанням на статорі одної обмотки, конструкція якої дозволяє шляхом зміни схеми з'єднання котушкових груп змінювати число полюсів.

Принцип перетворення чотириполюсної ($2p_1 = 4$) обмотки в двополюсну ($2p_2 = 2$) для одної фази показаний на рис. 32.8.

При послідовному і згідному з'єднанні двох секцій (рис. 32.8,а) магнітний потік утворює чотири полюси. При послідовному та зустрічному (рис. 32.8,б) – два полюси.

Таким чином, принцип утворення обмотки, що полюсоперемикається, заснований на тому, що кожна фаза цієї обмотки поділяється на дві частини, змінюючи схему з'єднання яких можна діставати різне число полюсів.

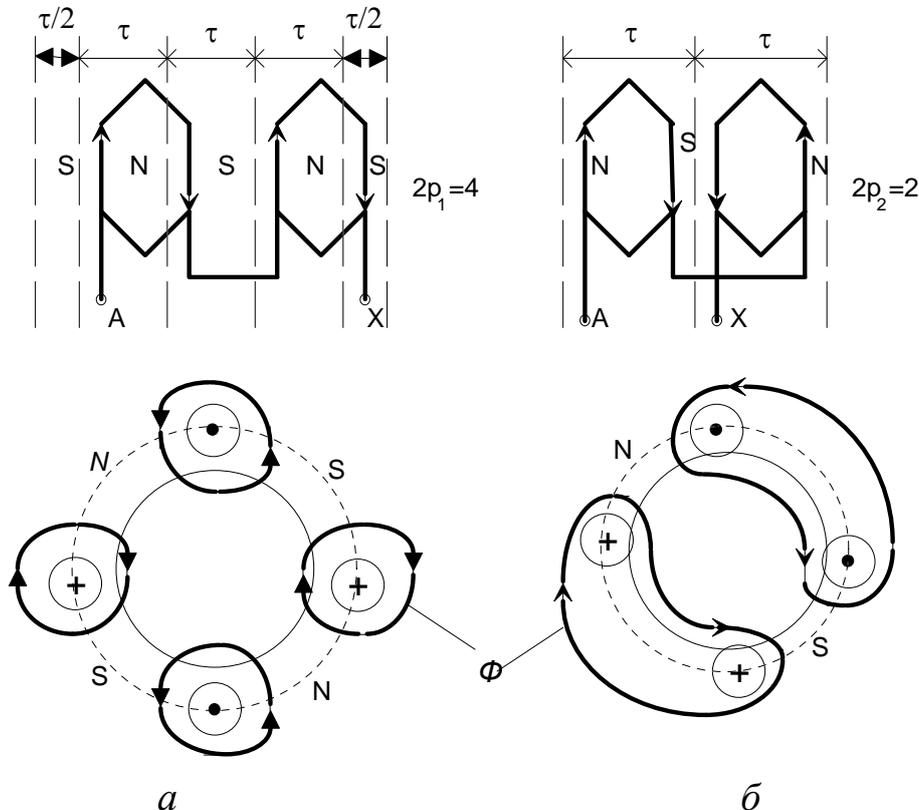


Рис. 32.8. Принцип утворення обмотки статора з різним числом полюсів

Розглянемо принцип утворення двошвидкісної обмотки, що полюсо-перемикається, (ППО) із співвідношенням чисел полюсів $2p_1 : 2p_2 = 4:2$ у числі пазів статора $Z_1 = 6$. У такій ППО на більшому числі полюсів обмотка має 120° фазну зону (ФЗ), на меншому – 60° фазну зону.

Щоб побудувати схему ППО зі співвідношенням полюсів $2p_1 : 2p_2 = 4:2$ у $Z_1=6$, достатньо визначити розподіл обмотки за фазами і пазами.

Визначимо число пазів на полюс і фазу для $2p_2 = 2$ (60° ФЗ):

$$q = \frac{Z_1}{2p \cdot m} = \frac{6}{2 \cdot 1 \cdot 3} = 1. \quad (32.12)$$

Послідовність фаз у сусідніх фазних зонах – А, С', В, А', С, В'.

Число пазів на полюс та фазу для $2p_1 = 4$ (120° ФЗ):

$$q = \frac{Z_1}{p \cdot m} = \frac{6}{2 \cdot 3} = 1. \quad (32.13)$$

Послідовність фаз у сусідніх фазних зонах – А, С, В.

Розподіл пазів за фазами для $Z_1 = 6$ наведений у табл. 32.1.

Таблиця 32.1

Z_1	1	2	3	4	5	6
$2p_2=2$	А	С'	В	А'	С	В'
$2p_1=4$	А	С	В	А	С	В

З табл. 32.1 очевидно, що для перемикання чисел полюсів необхідно:
– змінити напрямок струму в котушках із номерами 2, 4, 6 (С', А', В');
– змінити чергування будь-яких двох фаз обмотки для збереження незмінним напрямку обертання магнітного поля.

Котушки кожної фази такої обмотки поділяються на дві частини. У одній частині струм зберігає свій напрямок, в іншій змінює свій напрямок на 180° при перемиканні числа полюсів.

Обмотка може бути реалізована при використанні схеми комутації Y/YU або Δ/YU із шістьма вивідними кінцями. Схема з'єднання котушкових груп ППО показана на рис. 32.9. Котушкові групи показані прямокутниками з позначенням початків (п) та кінців (к). Номер котушкової групи збігається з номером паза.

Стрілками показаний напрямок струму в половинах фази обмотки при вмиканні її на різне число полюсів.

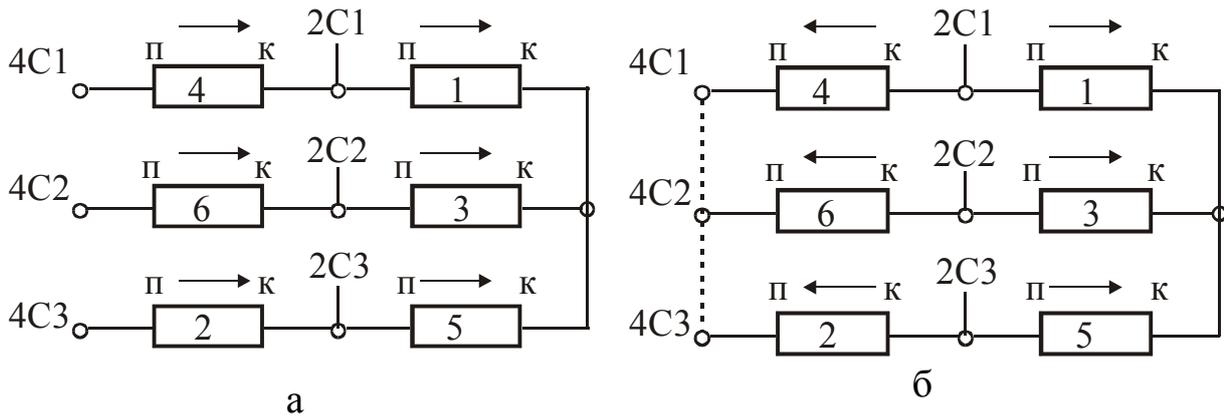


Рис. 32.9. Схема з'єднання котушкових груп ППО з $2p_1 : 2p_2 = 4 : 2$:

$a - 2p_1 = 4, Y$; $b - 2p_2 = 2, YY$

Наведена схема ППО має шість вивідних кінців. Для роботи ППО з числом полюсів $2p_1=4$ трифазне живлення подається на затискачі 4C1, 4C2 і 4C3. Обмотка з'єднується в зірку (або в трикутник). Кожна фаза має одну паралельну гілку (рис. 32.9,а).

Для роботи ППО при $2p_2 = 2$ трифазне живлення необхідно подати на затискачі 2C1, 2C2, 2C3. При цьому затискачі 4C1, 4C2 і 4C3 необхідно з'єднати разом. Обмотка при цьому з'єднується в подвійну зірку і має в кожній фазі по дві паралельні гілки (рис. 32.9,б). Залежно від схеми з'єднання ППО регулювання частоти обертання можна робити при постійному навантаженні на валу $M_{ст} = const$ або при постійній потужності $P_2 = const$.

При перемиканні полюсів змінюється схема з'єднання і змінюється співвідношення індукції в повітряному зазорі: $B_{\delta(1)} / B_{\delta(2)}$,

де $B_{\delta(1)}$, $B_{\delta(2)}$ – індукції у повітряному зазорі при вмиканні ППО відповідно на нижчу та вищу частоти обертання.

Розглянемо в загальному випадку, від чого залежить це співвідношення. Для цього знайдемо відношення ЕРС, наведених в обмотці статора при роботі АД на різних частотах обертання:

$$\frac{E_{1(1)}}{E_{1(2)}} = \frac{\Phi_{m(1)} \cdot f_{1(1)} \cdot w_{1(1)} \cdot K_{об1(1)}}{\Phi_{m(2)} \cdot f_{1(2)} \cdot w_{1(2)} \cdot K_{об1(2)}}, \quad (32.14)$$

де $\Phi_m = \frac{2}{\pi} \cdot B_{\delta} \cdot \tau \cdot l = B_{\delta} \cdot \frac{D}{p} \cdot l$ – амплітудне значення магнітного потоку.

Підставивши значення Φ_m у вираз (32.14), дістаємо співвідношення індукцій у повітряному зазорі

$$\frac{B_{\delta(1)}}{B_{\delta(2)}} = \frac{E_{1(1)} \cdot P_{(1)} \cdot w_{1(2)} \cdot \kappa_{об1(2)}}{E_{1(2)} \cdot P_{(2)} \cdot w_{1(1)} \cdot \kappa_{об1(1)}}. \quad (32.15)$$

При максимально допустимих у відношенні нагрівання навантажень на валу M_2 при перемиканні полюсів має місце співвідношення

$$\frac{M_{2(1)}}{M_{2(2)}} \approx \frac{B_{\delta(1)}}{B_{\delta(2)}}. \quad (32.16)$$

При регулюванні з $M_{ст} = const$ необхідно, щоб

$$B_{\delta 1} / B_{\delta 2} \approx 1, \quad (32.17)$$

Схема з'єднання Y / YY для ППО зі співвідношенням полюсів $2p_{(1)} : 2p_{(2)} = 4 : 2$ дозволяє забезпечити регулювання при $M_{ст} = const$.

На нижчій частоті обертання при $p_{(1)} = 2$ схема з'єднання обмотки Y , число витків на фазу у відносних одиницях $w_{(1)}^* = 1$.

На вищій частоті обертання при $p_{(2)} = 1$ схема з'єднання обмотки YY , число витків на фазу у відносних одиницях $w_{(2)}^* = w_{(1)}^* / 2 = 1 / 2$, тому що число паралельних гілок у фазі збільшилося до $a = 2$.

Якщо підставити у формулу (32.15) такі значення:

$$\frac{P_{(1)}}{P_{(2)}} = \frac{2}{1}, \quad \frac{E_{1(1)Y}}{E_{1(2)YY}} = 1, \quad \frac{w_{(2)}}{w_{(1)}} = \frac{1}{2},$$

То за умови $\kappa_{об(1)} \approx \kappa_{об(2)}$ дістаємо

$$\frac{B_{\delta(1)(Y)}}{B_{\delta(2)(YY)}} = \frac{\kappa_{об1(2)}}{\kappa_{об1(1)}} \approx 1. \quad (32.18)$$

При правильному виборі кроку ППО можна дістати приблизно рівні обмоткові коефіцієнти.

Механічні характеристики АД з ППО за умови $M_{ст} = const$ наведені на рис. 32.10. При перемиканні обмотки з однієї частоти на іншу момент на валу M_2 залишається незмінним, але потужність P_2 змінюється пропорційно частоті обертання ротора n

$$P_{2(1)} = M_2 \cdot \frac{2\pi \cdot n_{(1)}}{60}, \quad P_{2(2)} = M_2 \cdot \frac{2\pi \cdot n_{(2)}}{60}.$$

Оскільки $n_{(2)} \approx 2n_{(1)}$,

то $P_{2(2)} \approx 2P_{2(1)}$.

Для збереження постійної потужності $P_2 = const$ при перемиканні числа полюсів обмотки зі співвідношенням полюсів $2p_{(1)} : 2p_{(2)} = 4 : 2$ підходить схема Δ / YU .

Підставимо у формулу (32.15) такі значення:

$$\frac{P_{(1)}}{P_{(2)}} = \frac{2}{1}, \quad \frac{E_{1(1)(\Delta)}}{E_{1(2)(YU)}} = \sqrt{3}, \quad \frac{w_{(2)}}{w_{(1)}} = \frac{1}{2}.$$

Якщо при виборі кроку ППО $\kappa_{об(1)} < \kappa_{об(2)}$, то

$$\frac{B_{\delta(1)(\Delta)}}{B_{\delta(2)(YU)}} = \sqrt{3} \cdot \frac{\kappa_{об(2)}}{\kappa_{об(1)}} \approx 2. \quad (32.19)$$

Механічні характеристики АД за умови $P_2 = const$ наведені на рис. 32.11.

З (32.19) випливає, що

$$\frac{M_{2(1)}}{M_{2(2)}} = \frac{M_{H(1)}}{M_{H(2)}} \approx \frac{B_{\delta(1)}}{B_{\delta(2)}} \approx 2.$$

При $n_{(2)} \approx 2n_{(1)}$ потужність на валу залишається незмінною, тобто

$$\frac{P_{2(1)}}{P_{2(2)}} = \frac{M_{H(1)} \cdot n_{(1)}}{M_{H(2)} \cdot n_{(2)}} = 1.$$

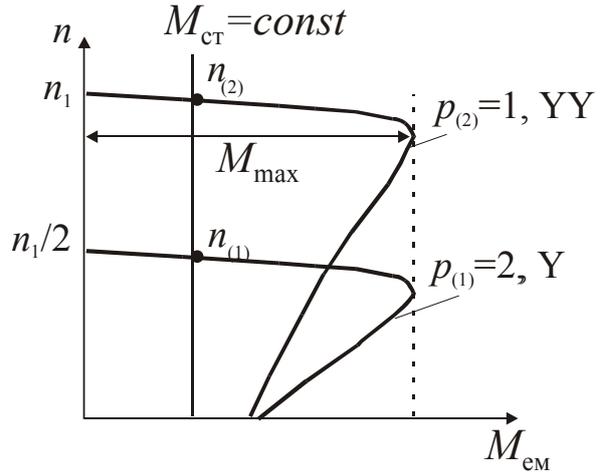


Рис. 32.10. Механічні характеристики АД при $M_{ст} = const$

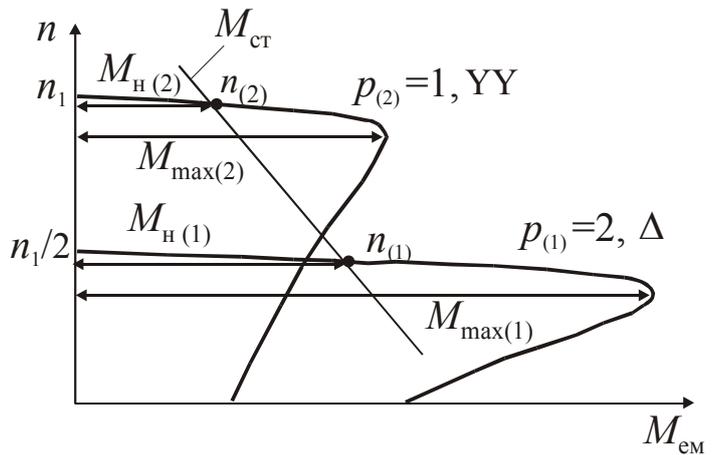


Рис. 32.11. Механічні характеристики АД при $P_2 = const$

33. ОДНОФАЗНІ ТА ДВОФАЗНІ АСИНХРОННІ ДВИГУНИ

33.1. Будова та принцип дії однофазних двигунів

За своєю будовою однофазний асинхронний двигун (ОАД) аналогічний трифазному і складається зі статора, у пазах якого покладена однофазна обмотка, та короткозамкненого ротора. При вмиканні однофазної обмотки в мережу МРС статора створює пульсуюче магнітне поле, що змінюється від $+F_{\max}$ до $-F_{\max}$. При цьому вісь магнітного потоку залишається нерухомою у просторі.

Для пояснення принципу дії ОАД пульсуючий потік розкладемо на два обертових у протилежні боки потоки $\Phi_{\text{пр}}$ і $\Phi_{\text{обр}}$, що дорівнюють $0,5 \cdot \Phi_{\max}$ (рис. 33.1), які обертаються з частотою

$$n_{\text{пр}} = n_{\text{обр}} = \frac{f_1 \cdot 60}{p}. \quad (33.1)$$

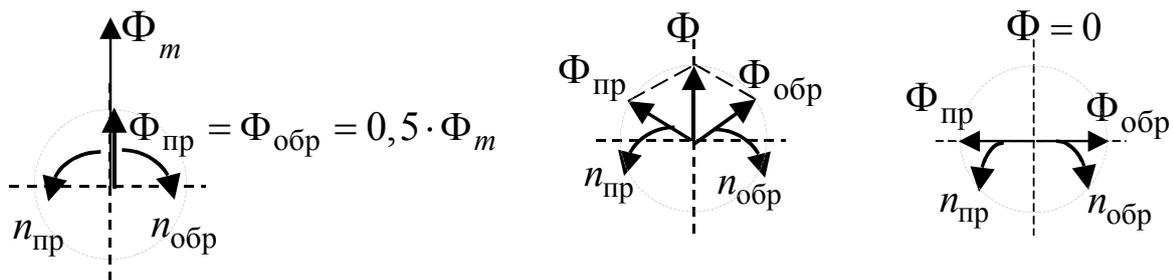


Рис. 33.1. Розкладання пульсуючого магнітного поля на два обертових

Потік $\Phi_{\text{пр}}$ обертається в напрямку обертання ротора. Ковзання ротора відносно потоку $\Phi_{\text{пр}}$

$$s_{\text{пр}} = \frac{(n_1 - n)}{n_1} = s. \quad (33.2)$$

Ковзання відносно потоку $\Phi_{\text{обр}}$, що обертається у бік, протилежний обертанню ротора,

$$s_{\text{обр}} = \frac{n_1 - (-n)}{n_1} = \frac{n_1 + n}{n_1} = \frac{n_1 + n + n_1 - n_1}{n_1} = \frac{2 \cdot n_1 - (n_1 - n)}{n_1} = 2 - s. \quad (33.3)$$

$$\text{Оскільки } s = s_{\text{пр}}, \text{ то } s_{\text{обр}} = 2 - s_{\text{пр}}. \quad (33.4)$$

Кожне поле наводить в обмотці ротора ЕРС $E_{2\text{пр}}$ та $E_{2\text{обр}}$, які ство-

рюють в обмотці ротора струми $I_{2\text{пр}}$ та $I_{2\text{обр}}$.

Потоки $\Phi_{\text{пр}}$ і $\Phi_{\text{обр}}$, взаємодіючи зі струмами ротора $I'_{2\text{пр}}$ і $I'_{2\text{обр}}$, створюють моменти:

$$M_{\text{пр}} = c_m \cdot \Phi_{\text{пр}} \cdot I'_{2\text{пр}} \cdot \cos \psi_{2\text{пр}};$$

$$M_{\text{обр}} = c_m \cdot \Phi_{\text{обр}} \cdot I'_{2\text{обр}} \cdot \cos \psi_{2\text{обр}}. \quad (33.5)$$

Обертаючий момент, створюваний прямим полем, є руховим, а момент, створюваний зворотним полем, – гальмовим.

Залежність обертового моменту $M = f(s)$ однофазного двигуна представлена на рис. 33.2.

Ця залежність отримана шляхом накладення графіків

$$M_{\text{пр}} = f(s_{\text{пр}}) \text{ і}$$

$$M_{\text{обр}} = f(s_{\text{обр}}):$$

$$M = M_{\text{пр}} + M_{\text{обр}}.$$

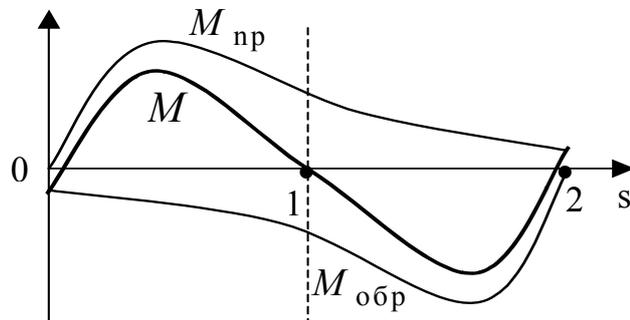


Рис. 33.2. Залежність $M = f(s)$ для однофазного двигуна

При нерухомому роторі ($n = 0$, $s = 1$)

$$s_{\text{пр}} = s_{\text{обр}} = 1; \quad f_{2\text{пр}} = f_{2\text{обр}}; \quad x_{2\text{пр}} = x_{2\text{обр}}; \quad I'_{2\text{пр}} = I'_{2\text{обр}}.$$

При пуску виникають два однакових, але протилежно спрямованих моменти $M_{\text{пр}} = -M_{\text{обр}}$ і результуючий момент дорівнює нулю $M = M_{\text{пр}} + M_{\text{обр}} = 0$. Тому ротор ОАД не починає обертатися.

Частоти струмів і ЕРС ротора від прямого ($\Phi_{\text{пр}}$) та зворотного ($\Phi_{\text{обр}}$) полів пропорційні ковзанню

$$f_{2\text{пр}} = f_1 \cdot s_{\text{пр}};$$

$$f_{2\text{обр}} = f_1 \cdot s_{\text{обр}} = f_1 \cdot (2 - s_{\text{пр}}). \quad (33.6)$$

Якщо припустити, що $n_1 = 1500 \text{ об/хв}$; $n = 1450 \text{ об/хв}$; $f_1 = 50 \text{ Гц}$, то

$$s_{\text{пр}} = s = \frac{1500 - 1450}{1500} = 0,033, \quad s_{\text{обр}} = (2 - s_{\text{пр}}) = 1,966,$$

$$f_{2\text{пр}} = 50 \cdot 0,033 = 1,8 \text{ Гц}; \quad f_{2\text{обр}} = 50 \cdot 1,966 = 98,3 \text{ Гц}.$$

Таким чином, для пуску двигуна з однією обмоткою на статорі необхідно ротор привести в обертання у бік прямого (або зворотного) поля.

При цьому $s_{\text{обр}} \gg s_{\text{пр}}$, $f_{2\text{обр}} \gg f_{\text{пр}}$,

$$x'_{2s_{\text{обр}}} = x'_2 \cdot s_{\text{обр}} \gg x'_{2s_{\text{пр}}} = x'_2 \cdot s_{\text{пр}}.$$

Кут $\psi_2 = \arctg \frac{s \cdot x'_2}{r'_2}$ і тому $\psi_{2\text{обр}} \gg \psi_{2\text{пр}}$.

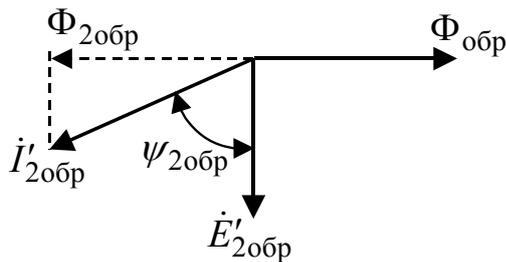


Рис. 33.3. Векторна діаграма ЕРС та струму ротора від поля зворотної послідовності

Струм $I'_{2\text{обр}}$ є майже чисто індуктивним та сильно розмагнічує зворотну $\Phi_{\text{обр}}$ поле (рис. 33.3).

У результаті зворотну поле стає значно ослабленим й обумовлений ним момент $M_{\text{обр}}$ зменшується і ротор ОАД обертається в напрямку прямого поля під дією моменту

$$M = M_{\text{пр}} - M_{\text{обр}}.$$

При невеликих ковзаннях двигуна струм ротора $I'_{2\text{пр}}$ має невисоку частоту і малий кут зрушення $\psi_{2\text{пр}}$, тому не заподіює розмагнічуючу дію на пряме поле $\Phi_{\text{пр}}$. При обертанні ротора ОАД у зворотний бік відбувається той же процес, але в зворотному напрямку. Отже, напрямок обертання ротора однофазного двигуна визначається напрямком, у якому привели в обертання ротор.

Таким чином, **двигун з однією обмоткою на статорі пусковим моментом не володіє**. Але, будучи приведеним в обертання, продовжує обертатися і розвиває електромагнітний момент.

33.2. Однофазний двигун з пусковою обмоткою

Основний недолік однофазних двигунів – відсутність пускового моменту. Щоб при однофазному живленні двигун розвивав пусковий момент, треба зменшити момент від зворотного поля та збільшити момент від прямого поля (рис. 33.2). Для цього необхідно перейти від пульсуючого поля в повітряному зазорі до еліптичного.

Найкращі умови при пуску будуть звичайно при круговому полі, коли момент від зворотного поля буде дорівнювати нулю $M_{\text{обр}} = 0$.

Раніше були розглянуті умови діставання обертового магнітного поля, що для однофазних АД можна сформулювати так:

- наявність на статорі двох обмоток, осі яких мають просторове зрушення $\alpha = 90$ електричних градусів;
- струми в обмотках повинні мати зсув за фазою $\beta = 90^\circ$;.
- МРС обмоток повинні бути рівними.

При дотриманні цих умов поле буде круговим (що відповідає найбільшому обертаючому моменту), при порушенні кожної з умов поле стає еліптичним, яке має зворотну складову, що погіршує пускові властивості двигуна.

Схема однофазного двигуна з пусковою обмоткою наведена на рис. 33.4.

На статорі двигуна укладають дві обмотки, зсунуті в просторі на кут 90 електричних градусів.

Одну обмотку називають робочою (РО), іншу – пусковою (ПО).

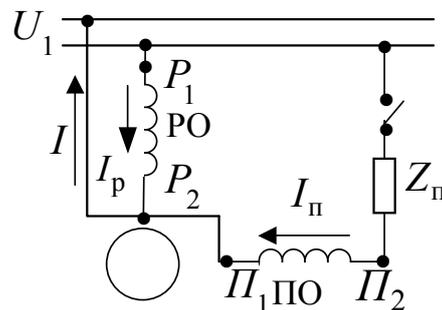


Рис. 33.4. Схема однофазного двигуна з пусковою обмоткою

У коло пускової обмотки вмикають елемент (Z_Π), що зсуває фазу її струму, щоб струми статора робочої I_p та пускової I_Π обмоток були зсунуті один відносно одного за фазою в часі.

Як елемент, що зсуває фазу (ФЗЕ), можуть бути використані активні, індуктивні і ємнісні опори.

Якщо як ФЗЕ ввімкнуті активний опір (рис. 33.5,а),

$$\text{то } \varphi_\Pi < \varphi_p \quad (\varphi = \arctg \frac{X}{R}) \quad \text{і} \quad \beta = \varphi_p - \varphi_\Pi > 0.$$

У випадку індуктивного (рис. 33.5,б) опору $\varphi_\Pi > \varphi_p$ і

$$\beta = \varphi_p - \varphi_\Pi < 0.$$

Однак в обох випадках кут $\beta < 90^\circ$ і поле буде еліптичним.

У загальному випадку, коли кут β не дорівнює 90 електричних градусів та МРС робочої і пускової обмоток не рівні за величиною, в машині створюється обертове еліптичне магнітне поле, що може бути розкладене на два кругових поля з різними амплітудами, які обертаються у протилежні боки.

У цьому випадку сумарний момент M при $s = 1$ буде більше за нуль і ротор прийде в обертання, якщо $M_\Pi > M_{ст}$.

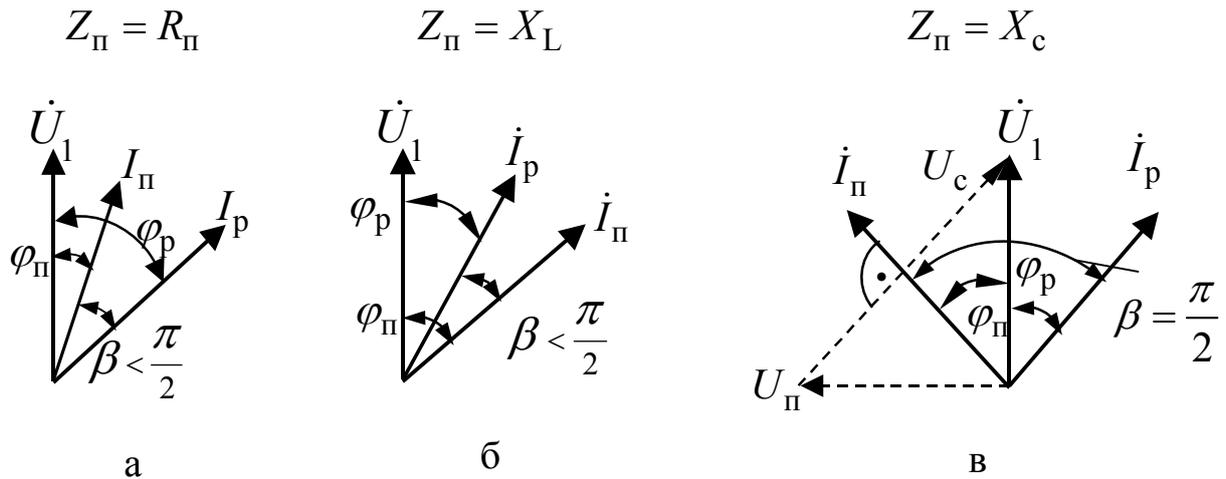


Рис. 33.5. Векторні діаграми струмів робочої і пускової обмоток при різних ФЗЕ: а – R; б – L; в – C

Після того як двигун досягне визначеної частоти обертання, пускова обмотка вимикається і двигун працює з пульсуючим полем.

На рис. 33.6 наведені залежності $M = f(s)$ двигуна з різними ФЗЕ в пусковій обмотці.

Ємність є найкращим ФЗЕ, однак її застосування обмежується габаритами ємності та її вартістю.

Найбільш часто застосовують пуск через резистор. Однак для спрощення схеми резистор намагаються вимкнути. Пускову обмотку для збільшення активного опору виконують із проводу меншого перетину, що припустимо, тому що обмотка вмикається на нетривалий час.

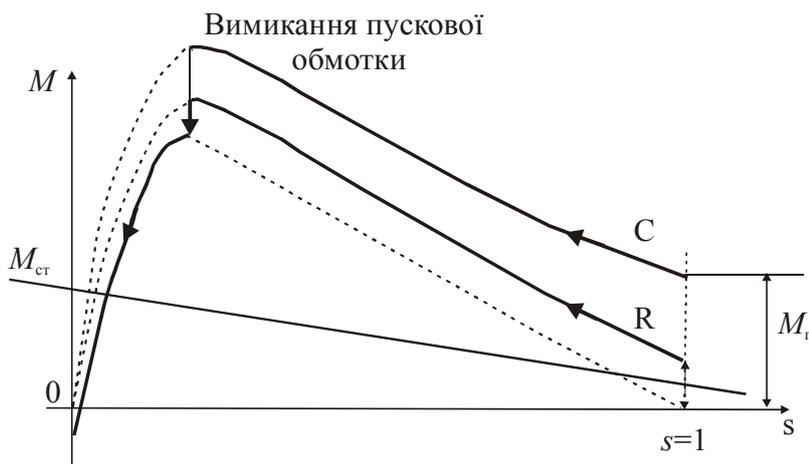


Рис. 33.6.
Залежності $M = f(s)$
однофазного АД з
пусковою обмоткою

Крім того, пускову обмотку можна виконати біфілярною, що знижує її індуктивний опір. Незважаючи на те, що в цьому випадку $\beta < 90^\circ$, можна досягти кратності пускового моменту $M_{II}^* = 1,1 \dots 1,15$.

33.3. Конденсаторний асинхронний двигун

Асинхронний двофазний двигун має на статорі дві обмотки, що займають однакове число пазів, зсунуті в просторі на кут 90° електричних градусів. Якщо такий двигун ввімкнути в мережу із симетричною двофазною напругою, то створюється кругове обертове магнітне поле, що забезпечує гарні пускові та робочі властивості двигуна.

Однак для одержання двофазної напруги необхідний перетворювач числа фаз, що знижує економічність та надійність пристрою. Тому більш широке поширення одержали асинхронні двофазні двигуни при вмиканні в однофазну мережу.

Якщо при роботі двофазного двигуна обидві його обмотки залишаються постійно приєднаними до однофазної мережі, а послідовно з однією з них ввімкнений конденсатор, такий двигун називається **конденсаторним**.

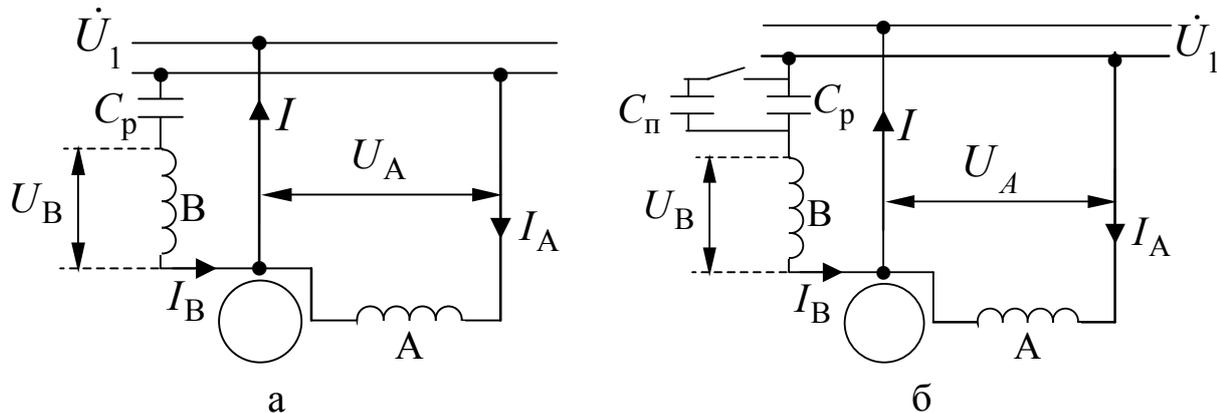


Рис. 33.7. Схеми вмикання конденсаторного асинхронного двигуна

В асинхронному конденсаторному двигуні (АКД) дві фази обмотки вмикаються в однофазну мережу. Фаза А – робоча фаза вмикається безпосередньо в мережу. Фаза В – допоміжна фаза, вмикається в мережу через конденсатор (рис. 33.7).

На відміну від раніше розглянутого однофазного двигуна з пусковою обмоткою в конденсаторному двигуні допоміжна обмотка після пуску двигуна не вимикається і залишається ввімкненою протягом усього періоду роботи. Таким чином, якщо однофазний двигун з пусковою обмоткою по закінченні процесу пуску працює з пульсуючим полем, то конденсаторний двигун – з обертовим.

Визначимо ємність конденсатора, необхідну для одержання кругового обертового магнітного поля. У цьому випадку напруги і струми обмоток А та В повинні бути зсунуті за фазою в часі на кут $\beta = 90^\circ$ (рис. 33.8).

Приведені значення напруги і струму фази В:

$$U'_B = \frac{w_B \cdot \kappa_{обB}}{w_A \cdot \kappa_{обA}} \cdot U_A = k_T \cdot U_A; \quad (33.7)$$

$$I'_B = I_A \cdot \frac{w_A \cdot \kappa_{обA}}{w_B \cdot \kappa_{обB}} = I_A \cdot \frac{1}{k_T}, \quad (33.8)$$

де $k_T = \frac{w_B \cdot \kappa_{обB}}{w_A \cdot \kappa_{обA}}$ – коефіцієнт трансформації ($k_T \approx 1, 4 \dots 1, 6$);

w_A, w_B – число витків на фазу А та В;

$\kappa_{обA}, \kappa_{обB}$ – обмоткові коефіцієнти обмоток А та В.

Струми в обмотках повинні створювати рівні МРС $F_B = F_A$:

$$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} I'_B \cdot w_B \cdot \kappa_{обB} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_A \cdot w_A \cdot \kappa_{обA}. \quad (33.9)$$

Перемножуючи ліві та праві частини рівностей (33.7) та (33.9), дістаємо

$$U'_B \cdot I'_B = U_A \cdot I_A, \quad (33.10)$$

тобто повні потужності обох обмоток будуть рівні.

Так як обмотки знаходяться за однакових умов стосовно ротора, то активні потужності, що розвиваються ними, будуть також рівні, тобто

$$U'_B \cdot I'_B \cdot \cos \varphi_B = U_A \cdot I_A \cdot \cos \varphi_A, \quad (33.11)$$

звідки випливає $\varphi_A = \varphi_B = \varphi$.

Крім того, $\dot{U}_A = \dot{U}_1$, а $\dot{U}'_B + \dot{U}_C = \dot{U}_1$ (рис. 33.7) і кут зрушення між струмом I'_B і напругою на конденсаторі \dot{U}_C складає 90° .

Цим умовам відповідає векторна діаграма АКД при круговому полі, наведена на рис. 33.8.

З векторної діаграми:

– напруга на конденсаторі

$$U_C = \frac{\dot{U}'_B}{\sin \varphi}; \quad (33.12)$$

– струм у фазі В

$$I'_B = \frac{U_C}{x_C} = \omega \cdot C \cdot \frac{\dot{U}'_B}{\sin \varphi}. \quad (33.13)$$

Звідси величина ємності, що забезпечує кругове поле,

$$C = \frac{I'_B \cdot \sin \varphi}{\omega \cdot U'_B}. \quad (33.14)$$

Підставимо у формулу (33.14) вирази для приведених значень струму і напруги фази В

$$U'_B = \kappa_T \cdot U_A, \quad I'_B = I_A \frac{1}{k_T}.$$

Ємність, необхідна для створення кругового поля,

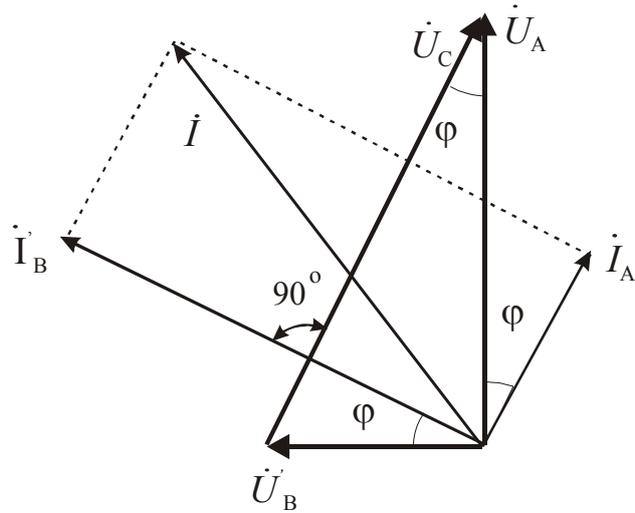


Рис. 33.8. Векторна діаграма АКД при круговому полі

$$C = \frac{I_A \cdot \sin \varphi}{2\pi \cdot f_1 \cdot U_A \cdot k_T^2}, \quad (33.15)$$

де φ – кут зрушення між струмом I_A і напругою U_A головної обмотки при круговому полі (рис. 33.8).

Аналіз співвідношення (33.15) показує, що при заданих значеннях U_A , f_1 і k_T ємність C забезпечує кругове поле тільки при одному визначеному навантаженні двигуна.

Зі зміною навантаження двигуна змінюються значення струму I_A і фази φ , а значить, і величина ємності, що забезпечує кругове поле.

Звичайно розрахунок робочої ємності C_p виконується для номінального навантаження, що забезпечує $\eta_H \approx 60...75\%$, $\cos \varphi_H \approx 0,8...0,95$, але пусковий момент при цьому $\frac{M_{II}}{M_H} \leq 0,5$.

Потужність, споживана двигуном з мережі при круговому полі,

$$S = U_A \cdot I = \frac{U_A \cdot I_A}{\sin \varphi_A}. \quad (33.16)$$

Потужність конденсатора

$$Q_C = U_C \cdot I'_B = \frac{U'_B \cdot I'_B}{\sin \varphi} = \frac{U_A \cdot I_A}{\sin \varphi}. \quad (33.17)$$

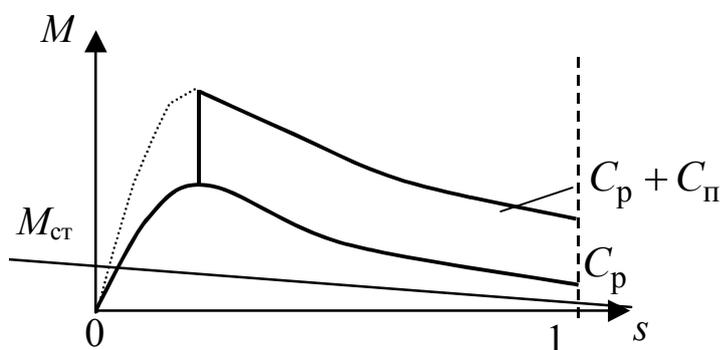
Таким чином, потужність конденсатора при круговому полі дорівнює повній потужності двигуна, тобто відносно велика.

При виборі конденсатора слід пам'ятати, що його робоча напруга визначається амплітудним значенням напруги, прикладеної до конденсатора, і визначається орієнтовно

$$U_C \approx U_1 \cdot \sqrt{1 + k_T^2}. \quad (33.18)$$

Залежності $M = f(s)$ для двох розглянутих схем асинхронного конденсаторного двигуна представлені на рис. 33.9.

Для підвищення пускового моменту (тобто для діставання кругового поля при пуску) паралельно робочій ємності C_p вмикають пускову ємність C_{II} (рис. 33.7, б).



Величину C_{II} вибирають, виходячи з умови одержання кругового поля статора при пуску двигуна, тобто діставання найбільшого пускового моменту.

Рис. 33.9. Залежності $M = f(s)$ АКД

По закінченні пуску ємність C_{II} треба вимкнути, тому що при невеликих ковзаннях в обмотці статора, що містить ємність C та індуктивність L , можливий резонанс напруг, через що напруга на обмотці і на конденсаторі може в два-три рази перевищити напругу мережі.

Конденсаторні двигуни іноді називають двофазними, тому що обмотка статора цього двигуна містить дві фази. Двофазні двигуни можуть працювати і без конденсатора чи іншого ФЗЕ, якщо до фаз обмотки статора підвести двофазну систему напруг (дві напруги, однакові за значенням і частотою, але зсунуті за фазою одна відносно одної на 90°).

Для одержання двофазної системи напруг можна скористатися трифазною лінією з нульовим проводом, ввімкнувши обмотки статора так, як показано на рис. 33.10,а: одну обмотку — на лінійну напругу U_{AB} , а іншу — на фазну напругу U_C через автотрансформатор АТ (для вирівнювання значення напруг на фазних обмотках двигуна).

Можливе вмикання двигуна і без нульового проводу (рис. 33.10,б). При цьому напруги на обмотках двигуна будуть зсунуті за фазою на 120° , що приведе до деякого погіршення робочих властивостей двигуна.

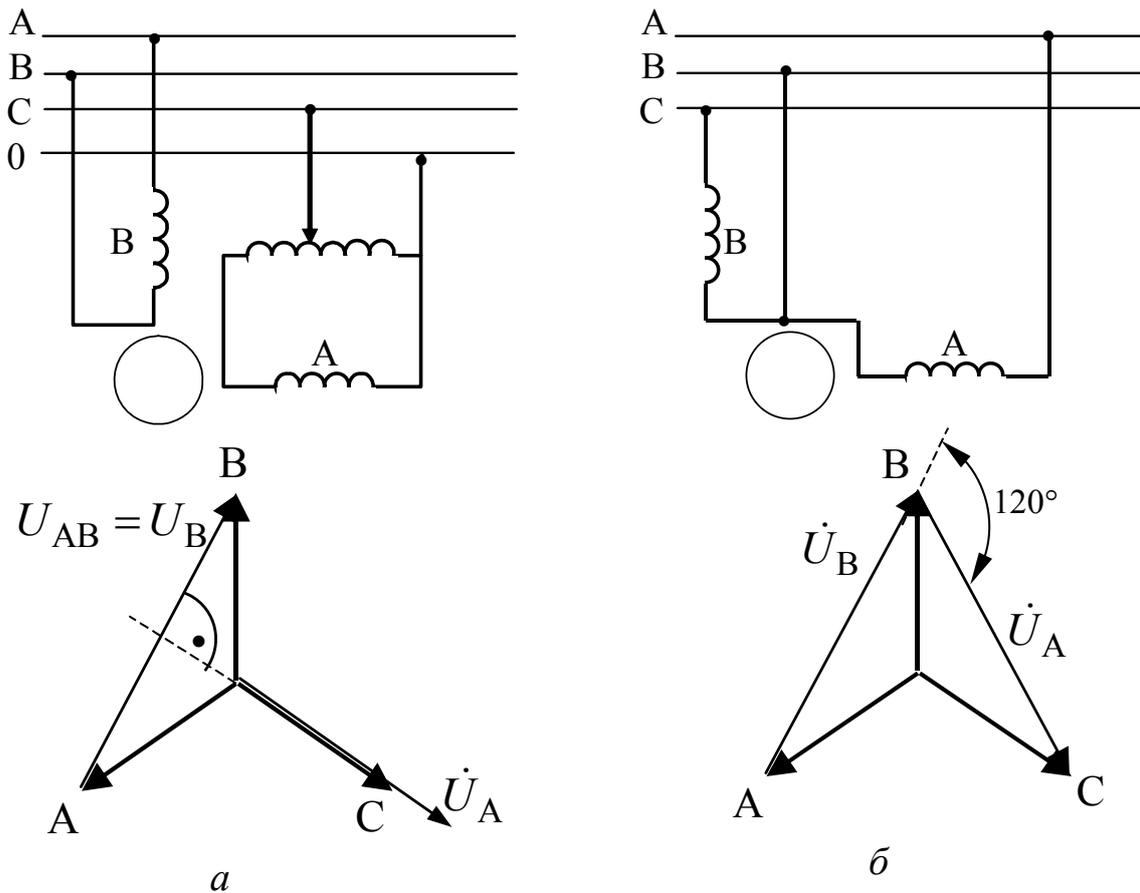


Рис. 33.10. Схеми вмикання двофазного двигуна в трифазну мережу

33.4. Робота трифазного двигуна від однофазної мережі

Трифазний двигун можна вмикати в однофазну мережу по одній з таких схем (рис. 33.11). При такому вмиканні обмотки зсунуті одна відносно одної на кут 90° електричних градусів у просторі, а конденсатор забезпечує зсув струмів у часі.

Значення робочої ємності (мкФ) при частоті змінного струму 50 Гц можна визначити за виразом

$$C_p = \kappa \cdot \frac{I_\Phi}{U_1}, \quad (33.19)$$

де U_1 – напруга однофазної мережі, В;

I_Φ – номінальне значення фазного струму трифазного режиму роботи, А;

κ – розрахунковий коефіцієнт.

Коефіцієнт κ визначається за схемою вмикання (рис. 33.11). Його значення наведені у табл. 33.1.

Таблиця 33.1

Схема	а	б	с
Значення k	2800	4800	2700
Напруга конденсатора, B	$1,15 \cdot U_1$	$1,15 \cdot U_1$	$1,3 \cdot U_1$

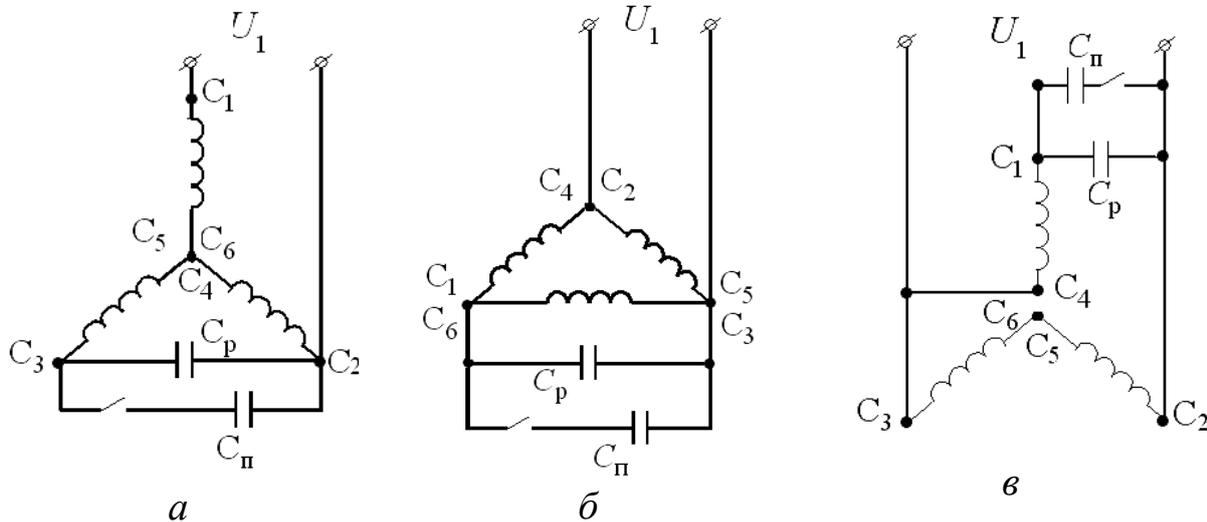


Рис. 33.11. Схеми з'єднання обмотки статора трифазного АД при вмиканні його в однофазну мережу

Для збільшення пускового моменту в схему вмикається пускова ємність, величина якої

$$C_{\text{п}} \approx (2,5 \div 3) \cdot C_{\text{р}}.$$

Велике значення для надійної роботи АКД має правильний вибір конденсатора за напругою. Слід мати на увазі, що габарити і вартість конденсатора визначається не тільки його ємністю, але і робочою напругою.

Тому вибір конденсатора з великим «запасом» за напругою веде до невиправданого збільшення габаритів і вартості АКД, а вмикання конденсаторів на напругу, що перевищує припустиму робочу напругу, приводить до передчасного виходу з ладу конденсаторів, а отже, і двигуна.

Застосовують паперові конденсатори (КБГ, МБГГ, БГГ). На корпусі конденсатора зазначені ємність і робоча напруга постійного струму.

При вмиканні такого конденсатора в мережу змінного струму треба зменшити приблизно в два рази припустиму робочу напругу.

При використанні трифазного двигуна в однофазному конденсаторному режимі його корисна потужність звичайно не перевищує 75 % від його номінальної потужності, а при однофазному режимі без робочої ємності корисна потужність двигуна не перевищує 60 % від його номінальної потужності.

мережі для створення обертового магнітного поля.

Вектор \dot{U}_1 , зображений у верхній частині діаграми, представляє вектор напруги мережі.

Вектор напруги генератора \dot{U}_r , що врівноважує напругу мережі, має протилежний напрямок

$$\dot{U}_r = -\dot{U}_1.$$

Регулювання активної потужності, що віддає генератор у мережу, здійснюється зміною частоти обертання ротора (зміною ковзання).

Недоліком АГ є споживання з мережі реактивної потужності. Тому АГ як джерело змінного струму застосовуються порівняно рідко.

В електроприводі генераторний режим АМ використовується для рекуперативного гальмування. Прикладом цього може служити робота АМ у генераторному режимі при спуску вантажу підйомним краном. Під дією сили ваги вантажу ротор приводного АД розганяється і його частота обертання стає більше від синхронної, тобто машина переходить у генераторний режим. Гальмовий момент, що виникає в цьому випадку, обмежує швидкість спуску вантажу, а кінетична енергія вантажу перетворюється в електричну й повертається в мережу.

Можна забезпечити роботу АГ в автономному режимі, якщо подавати необхідну реактивну потужність в обмотку статора від батареї конденсаторів.

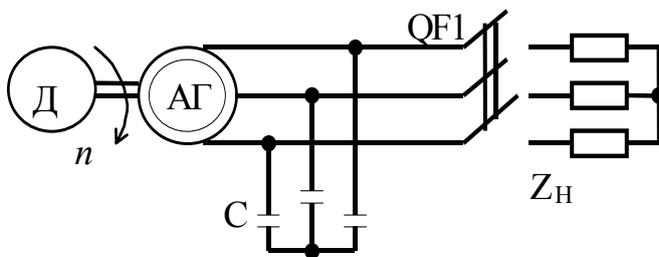


Рис. 34.2. Схема підімкнення конденсаторів при роботі АГ на автономне навантаження

В автономному АГ (рис. 34.2) до виходу генератора, що приводиться в обертання двигуном Д, паралельно навантаженню Z_H в кожен фазу підімкнені конденсатори С.

При активному навантаженні ($Z_H = R_H$) реактивна потужність Q_c , що надходить від конденсаторів, повинна дорівнювати потужності, необхідній для створення магнітного поля генератора.

Схема заміщення автономного АГ представлена на рис. 34.3.

Ця схема відрізняється від звичайної схеми заміщення АМ тим, що вхідні затискачі машини підмикаються не до мережі, а до навантаження Z_H й до ємнісного опору $x_c = 1/(\omega \cdot C)$. Такі генератори звичайно виконуються із КЗ ротором.

В АГ виникає процес самозбудження, як і в генераторі постійного струму з паралельним збудженням (рис. 34.4).

ЕРС $E_{ост}$, яка індукується в обмотці статора залишковим магнітним потоком, створює в конденсаторі струм I_c .

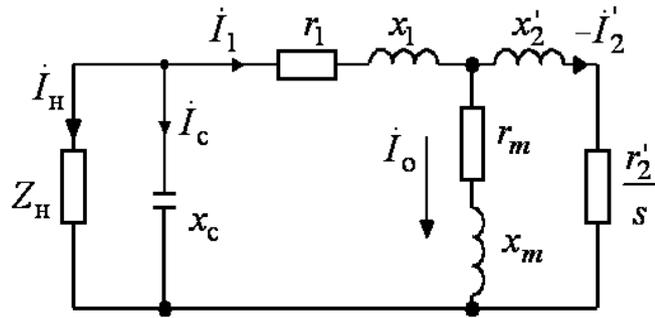


Рис. 34.3. Схема заміщення автономного АГ

Цей струм, протікаючи по обмотці статора, підсилює магнітний потік, що приводить до збільшення ЕРС E_r і струму конденсатора I_c . Цей процес закінчується в точці А, в якій напруга на генераторі стає рівною напрузі на конденсаторі $U_{г0} = U_c$.

Для самозбудження АГ необхідно, щоб нахил лінійної частини характеристики $U_{г0} = f(I_c)$ був більше від нахилу вольт-амперної характеристики конденсатора $U_c = f(I_c)$.

Звідки впливає умова самозбудження АГ

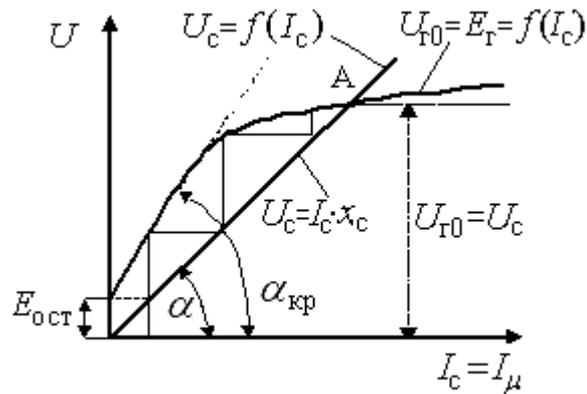


Рис. 34.4. Процес самозбудження АГ

$$x_1 + x_m > x_c, \tag{34.1}$$

де x_m – індуктивний опір контуру, що намагнічує, який зменшується при збільшенні насичення магнітного кола.

У точці А $x_c = x_1 + x_m$ і можна визначити значення ємності, необхідної для самозбудження,

$$1/(2\pi \cdot f_1 \cdot C) = 2\pi \cdot f_1 \cdot (L_1 + L_m),$$

або
$$C = 1/\left[(2\pi \cdot f_1)^2 \cdot (L_1 + L_m) \right]. \tag{34.2}$$

Вольт-амперна характеристика конденсатора $U_c = f(I_c)$ повинна становити з віссю абсцис кут $\alpha < \alpha_{кр}$,

де $\alpha_{кр} = \arctg(x_1 + x_{m\infty})$;

$x_{m\infty}$ – ненасичене значення x_m .

При значенні кута нахилу $\alpha \geq \alpha_{кр}$ самозбудження неможливо.

Векторна діаграма АГ при роботі на автономне навантаження наведена на рис. 34.5.

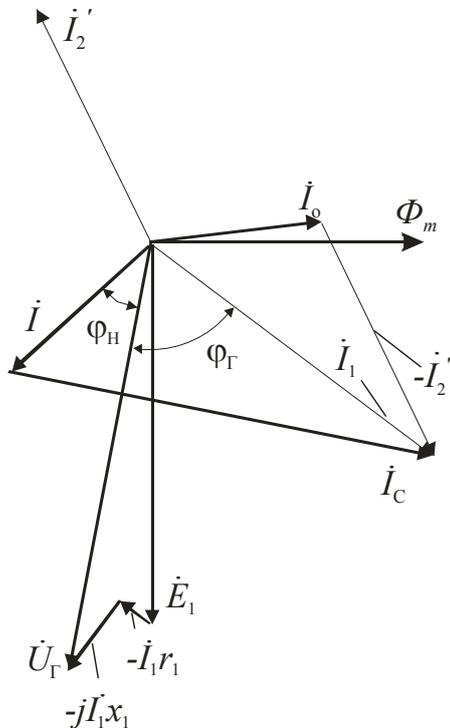


Рис. 34.5. Векторна діаграма автономного АГ

Струм в обмотці статора:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 - \dot{I}'_2.$$

Напруга на навантаженні:

$$\dot{U}_Г = \dot{E}_1 - \dot{I}_1 \cdot r_1 - j\dot{I}_1 \cdot x_1.$$

Струм у навантаженні:

$$I = U_Г / Z_Н.$$

Струм ємності:

$$\dot{I}_c = \dot{I}_1 - \dot{I}.$$

Струм $I_c \perp U_Г$.

Відповідно до векторної діаграми

$$I_c = I \cdot \sin \varphi_Н + I_1 \cdot \sin \varphi_Г.$$

У загальному випадку ємність, яка необхідна для одержання номінальної напруги АГ, при підмиканні до генератора активно-індуктивного навантаження може бути визначена за виразом

$$Q_c = m_1 \cdot U_c^2 / x_c = Q_Г + Q_Н = P_Г \cdot \operatorname{tg} \varphi_Г + P_Н \cdot \operatorname{tg} \varphi_Н. \quad (34.3)$$

Якщо $P_Г = P_Н$, то

$$C = P_Н \cdot (\operatorname{tg} \varphi_Г + \operatorname{tg} \varphi_Н) / (2\pi \cdot f_1 \cdot m_1 \cdot U_c^2), \quad (34.4)$$

де $P_Н$ – номінальна потужність, що віддається генератором;

U_c – напруга на конденсаторі;

$\operatorname{tg} \varphi_Г$, $\operatorname{tg} \varphi_Н$ – кути зсуву фаз між напругою $U_Г = U_c$ і струмами генератора й навантаження.

Відповідно до цього ємність розбивається на дві частини – постійну $C_Г$, що забезпечує режим самозбудження, й змінну $C_Н$, необхідну для компенсації реактивної потужності навантаження.

Величина ємності залежить від частоти f_1 генератора, тобто від частоти обертання ротора. Величина $\cos \varphi_r$ АГ і, отже, C_r значною мірою залежить від номінальної частоти обертання генератора n_{rH} , тобто від числа полюсів $2p$.

Чим менше $2p$, тим більше n_{rH} , більше $\cos \varphi_r$ і менше C_r . Тому як автономний АГ бажано використати високошвидкісні АМ.

Зміна навантаження приводить до зміни ковзання s .

Режими роботи АГ, що забезпечують необхідну зміну $s = (n_1 - n) / n_1 < 0$, можуть бути реалізовані у такий спосіб:

1. Частоту обертання ротора підтримують постійною $n = const$.

При цьому частота обертання магнітного поля n_1 зі зростанням навантаження зменшується, тому що зменшується частота струму $f_1 = pn / 60$.

У режимі неробочого ходу ($s = 0$) частота струму генератора $f_1 = pn_1 / 60 = pn / 60$.

При навантаженні генератора й незмінній частоті n частота обертання магнітного поля $n_1 = n / (1 - s)$ зменшується, тому що ковзання $s < 0$ на стійкій частині механічної характеристики. Зміна частоти f_1 при переході від неробочого ходу до номінального навантаження

$$\Delta f_1 = p \cdot n \cdot s_H / (1 - s_H). \quad (34.5)$$

2. Частоту струму підтримують постійною $f_1 = const$.

При збільшенні навантаження частоту обертання ротора $n = (1 + s)n_1$ збільшують лінійно зі зростанням ковзання. При цьому $n_1 = const$.

Зовнішні характеристики: $U_r = f(I)$ при $f_1 = const$, $\cos \varphi_1 = const$, $C = const$ наведені на рис. 34.6.

При зростанні струму навантаження I зростає струм I_1 . При $f_1 = const$ і при активному або активно-індуктивному характерах навантаження напруга генератора \dot{U}_r зменшується з двох причин:

– через спадання напруги $\dot{I}_1 \cdot z_1$ в обмотці статора: $\dot{U}_r = \dot{E}_1 - \dot{I}_1 \cdot z_1$;

– через зниження ЕРС \dot{E}_1 у результаті зменшення магнітного потоку машини.

Останнє пояснюється тим, що зі зростанням струму навантаження збільшується індуктивний опір x_m (внаслідок зменшення насичення) і зменшується струм I_μ , що намагнічує. При $n = const$ напруга падає також ще через зменшення частоти f_1 .

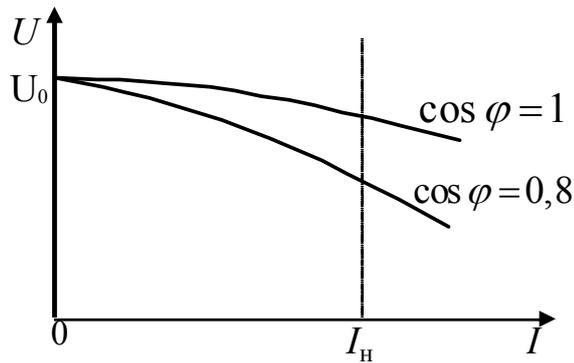


Рис. 34.6. Зовнішні характеристики АГ

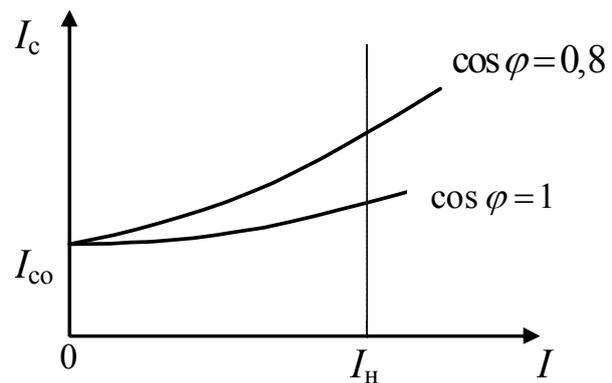


Рис. 34.7. Регулювальні характеристики АГ

Регулювальні характеристики $I_c = f(I)$ при $U_c = const$, $f_1 = const$, $\cos \varphi_1 = const$, $C = const$ наведені на рис. 34.7.

Для стабілізації напруги при $Z_H = var$ можна регулювати частоту обертання або магнітний потік машини. Останній спосіб використовується найчастіше зміною реактивної потужності $Q_c = m_1 \cdot \omega_1 \cdot C \cdot U_c^2$, що надходить у машину від конденсаторів. Для цього можна змінювати ємність конденсаторів C або напругу U_c , що подається на них.

34.2. Робота асинхронної машини у режимі електромагнітного гальма

Електромагнітне гальмування має місце, коли магнітне поле статора й ротор обертаються у протилежних напрямках.

При цьому ковзання

$$s = \frac{n_1 - (-n)}{n_1} > 1 \quad s = (1 \div +\infty).$$

Електромагнітний момент у гальмовому режимі, як і у двигуна, спрямований за напрямком обертання поля. Але оскільки ротор обертається у протилежний бік, то цей момент стає гальмуючим.

АМ у режимі електромагнітного гальма споживає електричну енергію з мережі й, крім того, до неї підводиться механічна енергія від первинного двигуна.

Вся енергія, що підводиться, витрачається на покриття втрат, які досить великі. Тому з погляду нагріву режим електромагнітного гальма є дуже важким.

Режим електромагнітного гальма знаходить широке застосування для

швидкого гальмування двигуна й механізму, що приводиться двигуном у рух.

Для **гальмування противмиканням** у двигуні для його швидкої зупинки перемикають будь-які дві фази статорної обмотки. Це приводить до зміни напрямку обертового поля на протилежний. Але напрямок обертання ротора і його частота в перший момент часу не змінюються через механічну інерцію ротора.

Тому двигун зі стану, що відповідає точці A (рис. 34.8), переходить у точку B характеристики, для якої другий квадрант є ділянкою противмикання, і енергійно гальмується. Якщо в точці C двигун не буде вимкнений від трифазної мережі, то він перейде в третій квадрант (руховий режим із протилежним напрямком обертання) і ротор стане обертатися у протилежний бік (точка D). У двигунах з фазним ротором у гальмовому режимі в коло ротора вмикають реостат, що сприяє зменшенню струму й збільшенню моменту гальмування.

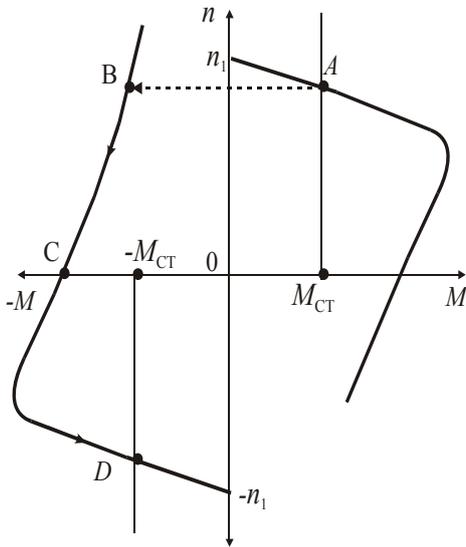


Рис. 34.8. До пояснення процесу гальмування противмиканням

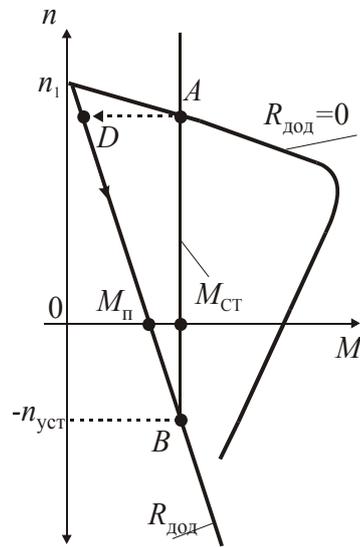


Рис. 34.9. Електромагнітне гальмування

Електромагнітне гальмування має місце у випадку, коли при незмінному за значенням і знаком моменту опору $M_{ст}$ (вантаж, що піднімається) ввімкнути у коло двигуна з фазним ротором резистор з більшим опором, при якому настане умова (рис. 34.9) $M_{ст} > M_{п}$.

Тоді двигун із точки A характеристики з $R_{дод} = 0$ перейде в точку D характеристики з опором $R_{дод}$, сповільнить частоту обертання, залишаючись на ній, а потім зупиниться й почне обертатися у протилежному напрямку зі сталою частотою обертання $-n_{ст}$, яка наступить у точці B .

Динамічне гальмування досягається, наприклад, у схемі (рис. 34.10,а), коли обертовий двигун для швидкої зупинки вимикається

від трифазної мережі й підмикається до джерела постійної напруги.

При цьому постійний струм, проходячи по обмотках статора, створює нерухоме магнітне поле, в якому обертається ротор. При обертанні ротора в постійному магнітному полі в його обмотці індукуються ЕРС і протікає струм (протилежний порівняно з руховим режимом). У результаті взаємодії струму ротора з постійним магнітним полем створюється гальмовий момент.

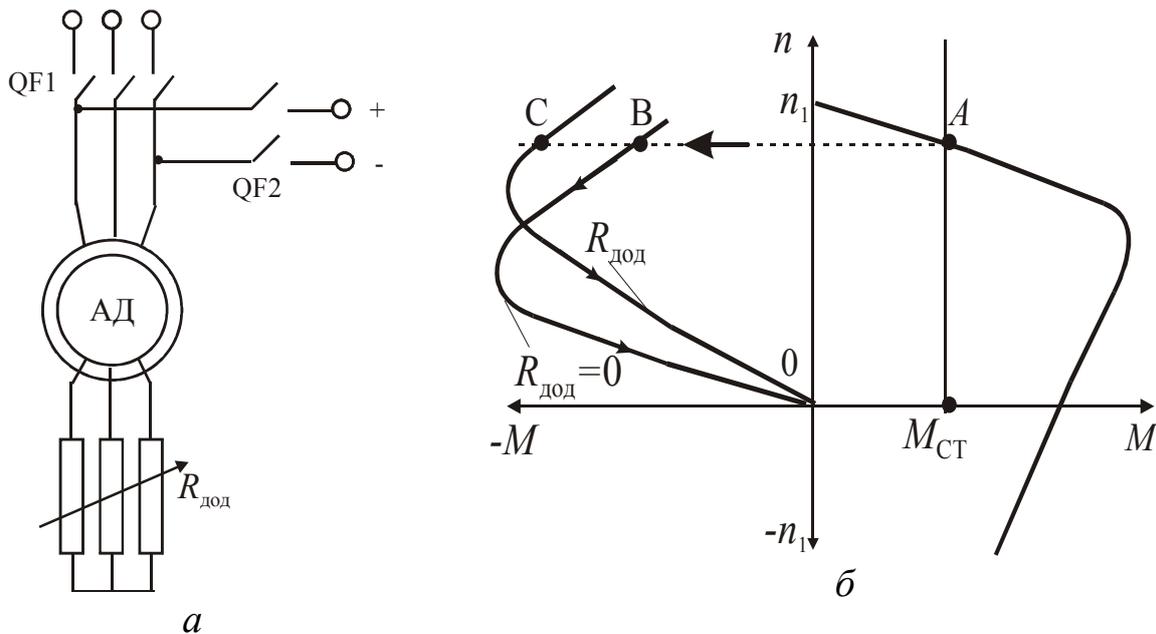


Рис. 34.10. Динамічне гальмування:
а – схема; б – механічні характеристики

Залежно від величини додаткових резисторів у роторному ланцюзі двигун має механічні характеристики (рис. 34.10,б, другий квадрант) того або іншого виду. Якщо $R_{\text{дод}} = 0$, то в момент перемикання двигун, переборюючи момент опору, переходить із режиму, що відповідає точці А (сталій режим до гальмування), у режим точки В і гальмується до повної зупинки.

Якщо $R_{\text{дод}} \neq 0$, то двигун переходить у режим, що відповідає точці С, з більшим гальмовим моментом і зупиняється швидше. У режимі динамічного гальмування АМ перетворюється в автономний синхронний генератор, що працює на реостат.

35. МАТЕРІАЛ ДЛЯ САМОСТІЙНОЇ РОБОТИ

Запитання для самоперевірки

1. Опишіть конструкцію статора асинхронної машини.
2. Які є різновиди роторів асинхронних машин?
3. Чому осердя статора і ротора набирають з тонких листів сталі, ізолюваних лаком один від одного?
4. Які пази застосовуються на статорах машин змінного струму?
5. Чим відрізняється двигун з фазною обмоткою ротора від двигуна з короткозамкненою обмоткою ротора?
6. Укажіть маркірування затискачів трифазної обмотки статора.
7. Що таке ковзання АМ?
8. Який діапазон зміни ковзання АМ у різних режимах її роботи?
9. Чому ротор асинхронного двигуна не може обертатися з частотою обертання магнітного поля статора?
10. З якою частотою щодо статора обертається поле ротора? Як залежить ця величина від навантаження машини?
11. З якою метою провадиться заміна обертового ротора асинхронної машини еквівалентним нерухомим? Які умови цієї заміни?
12. Напишіть рівняння електричної рівноваги короткозамкненого асинхронного двигуна і зобразіть Г-подібну схему заміщення асинхронного двигуна.
13. У чому відмінність Г-подібної схеми заміщення від Т-подібної?
14. Яким чином у схемі заміщення АД враховується механічне навантаження на валу машини?
15. Який порядок побудови векторної діаграми АД?
16. Які втрати потужності мають місце в асинхронному двигуні?
17. Як залежить електромагнітний момент АМ від параметрів двигуна?
18. Як забезпечити величину пускового моменту, що дорівнює максимальному?
19. Як залежить електромагнітний момент АМ від магнітного потоку і струму ротора?
20. Як впливає опір обмотки ротора АД на залежність $M_{em} = f(s)$?
21. Як зміниться перевантажна спроможність двигуна при зміні індуктивних опорів обмоток, напруги живлення двигуна, активного опору обмотки ротору?
22. Як зміниться критичне ковзання двигуна при зміні індуктивних опорів обмоток, напруги живлення двигуна, активного опору обмотки ротору?

23. Як зміниться струм в обмотці ротора АД, якщо зменшити напругу на обмотці статора, а момент навантаження при цьому зберегти незмінним?
24. Чому пусковий струм асинхронного двигуна з КЗ ротором у декілька разів перевищує номінальний?
25. Які умови усталеної роботи АД?
26. Покажіть точки усталеної роботи АД на характеристиці $M_{ем} = f(s)$.
27. Покажіть точки усталеної роботи АД на характеристиці $n = f(M_{ем})$.
28. Які засоби пуску застосовують для АД з КЗ ротором?
29. Наведіть механічні характеристики при пуску АД переключенням його обмотки статора з трикутника на зірку.
30. Чому струм неробочого ходу АД при переключенні обмотки статора з трикутника на зірку зменшується більше ніж у 3 рази?
31. Чому при пуску АД з фазним ротором в коло ротора вводять додаткові активні, а не індуктивні опори?
32. Які характеристики визначають в досліді неробочого ходу АД? Наведіть та поясніть їх.
33. Як визначити величину механічних і магнітних втрат за характеристиками неробочого ходу і як вони залежать від напруги мережі?
34. Як розрахувати параметри схеми заміщення за дослідом НХ та КЗ?
35. Як при частотному регулюванні частоти обертання асинхронного двигуна при $M_2 = \text{const}$ водночас з частотою струму необхідно змінювати напругу?
36. Як здійснюється ступеневе регулювання частоти обертання асинхронного двигуна з КЗ ротором?
37. Як здійснюється регулювання частоти обертання асинхронного двигуна з фазним ротором?
38. Поясніть принцип утворення асинхронних моментів.
39. Як впливають асинхронні моменти від вищих гармонік на вид механічної характеристики АД?
40. Як розрахувати порядок гармонік, що створюють синхронні моменти?
41. Як розрахувати частоту обертання та ковзання АД, при яких виникає синхронний момент?
42. Як впливають синхронні моменти від вищих гармонік на вид механічної характеристики АД?
43. Чому однофазний двигун не створює пускового моменту?
44. Як можна підвищити пусковий момент у конденсаторному двигуні?
45. Поясніть процес самозбудження АГ.
46. Наведіть зовнішні та регульовальні характеристики АГ.
47. Посніть роботу АМ в режимі гальмування противовмиканням.
48. Посніть роботу АМ в режимі електромагнітного гальмування.
49. Посніть роботу АМ в режимі динамічного гальмування.

Типові задачі по асинхронних машинах

Задача 35.1

Трифазний АД потужністю $P_H = 10 \text{ кВт}$ має ККД $\eta_H = 85 \%$, $\cos \varphi_H = 0,75$, номінальне ковзання $s_H = 0,03$, ЕРС нерухомого ротора $E_2 = 4,3 \text{ В}$, активний опір фази обмотки ротора, $r_2 = 0,001 \text{ Ом}$, індуктивний опір $x_2 = 0,01 \text{ Ом}$, $U_H = 380 \text{ В}$, частоту $f_1 = 50 \text{ Гц}$. Обмотка статора з'єднана зіркою. *Визначити: номінальну частоту обертання, номінальні значення струму статора й ротора, струм ротора в момент пуску.*

Розв'язання

1. Номінальна частота обертання

$$n_H = \frac{60 \cdot f_1}{p} (1 - s_H) = \frac{60 \cdot 50}{2} (1 - 0,03) = 1455 \text{ об/хв.}$$

2. Споживана потужність

$$P_1 = P_H / \eta_H = 10 / 0,85 = 11,76 \text{ кВт.}$$

3. Номінальний струм статора

$$I_{1H} = \frac{P_1}{\sqrt{3} \cdot U_H \cdot \cos \varphi_H} = \frac{11,76 \cdot 10^3}{1,73 \cdot 380 \cdot 0,75} = 23,85 \text{ А.}$$

4. Струм ротора при пуску

$$I_{2п} = \frac{E_2}{\sqrt{r_2^2 + x_2^2}} = \frac{4,3}{\sqrt{0,001^2 + 0,01^2}} = 428 \text{ А.}$$

5. Номінальний струм ротора

$$I_{2H} = \frac{E_2}{\sqrt{(r_2 / s_H)^2 + x_2^2}} = \frac{4,3}{\sqrt{(0,001 / 0,03)^2 + 0,01^2}} = 123,6 \text{ А.}$$

Задача 35.2

Число пар полюсів короткозамкненого АД $p = 1$, номінальне ковзання $s_H = 0,029$, потік $\Phi = 0,0258 \text{ Вб}$. *Визначити ЕРС і частоту струму ротора при пуску й номінальному навантаженні, вважаючи незмінними потік та частоту обертання ротора.*

Розв'язання

1. ЕРС ротора при нерухомому роторі

$$E_2 = 4,44 \cdot \Phi \cdot f_1 \cdot w_2 \cdot k_{об2} = 4,44 \cdot 0,0258 \cdot 50 \cdot 0,5 \cdot 1 = 2,86 \text{ В.}$$

2. ЕРС ротора при номінальному навантаженні

$$E_{2s} = E_2 \cdot s_H = 2,86 \cdot 0,029 = 0,083 \text{ В.}$$

3. Частота струму ротора при $n=0$

$$f_2 = f_1 = 50 \text{ Гц.}$$

4. Частота струму ротора при номінальній частоті обертання

$$f_{2s} = f_2 \cdot s_H = 50 \cdot 0,029 = 1,45 \text{ Гц.}$$

5. Номінальна частота обертання ротора

$$n_H = \frac{60 \cdot f_1}{p} (1 - s_H) = \frac{60 \cdot 50}{1} (1 - 0,029) = 2913 \text{ об/хв.}$$

Задача 35.3

Трифазний АД має такі каталожні номінальні дані: $P_H = 100 \text{ кВт}$, $U_H = 380 \text{ В}$, $n_H = 1460 \text{ об/хв}$, $I_{1H} = 178 \text{ А}$, $\eta_H = 93,6\%$, $\cos \varphi_H = 0,91$, $r_1 = 0,0165 \text{ Ом}$, $r'_2 = 0,036 \text{ Ом}$, $x_1 = 0,105 \text{ Ом}$, $x'_2 = 0,16 \text{ Ом}$, $I_0 = 10 \text{ А}$, $P_0 = 2000 \text{ Вт}$, $\Delta p_{\text{мех}} = 600 \text{ Вт}$. Визначити для номінального режиму розрахункові значення струму статора, ККД, $\cos \varphi$, потужності на валу та порівняти отримані значення з каталожними даними. Обмотка статора з'єднана зіркою.

Розв'язання

1. Номінальне ковзання

$$s_H = (n_1 - n_H) / n_1 = \frac{1500 - 1460}{1500} = 0,027.$$

2. Розрахункове значення струму статора

$$I_{1H} = \frac{U_{1H\phi}}{\sqrt{(r_1 + r'_2 / s_H)^2 + (x_1 + x'_2)^2}} = \frac{380 / \sqrt{3}}{\sqrt{(0,0165 + 0,036 / 0,027)^2 + (0,105 + 0,16)^2}} = 159,5 \text{ А}$$

3. Споживана потужність

$$P_1 = 3 \cdot U_{1H\phi} \cdot I_{1H} \cdot \cos \varphi_H = 3 \cdot 220 \cdot 159,5 \cdot 0,91 = 95796 \text{ Вт.}$$

4. Втрати в сталі

$$\Delta p_{\text{ст}} = P_0 - \Delta p_{\text{мех}} - 3 \cdot I_0^2 \cdot r_1 = 2000 - 600 - 3 \cdot 10^2 \cdot 0,0165 = 1395 \text{ Вт.}$$

5. Електромагнітна потужність

$$P_{\text{ем}} = P_1 - \Delta p_{\text{ст}} - 3 \cdot I_{1H}^2 \cdot r_1 = 95796 - 1395 - 600 - 3 \cdot 159,5^2 \cdot 0,0165 = 92542 \text{ Вт.}$$

6. Електричні втрати в обмотці ротора

$$\Delta p_{\text{ел}2} = P_{\text{ем}} \cdot s_{\text{H}} = 92542 \cdot 0,027 = 2499 \text{ Вт}.$$

7. Корисна розрахункова номінальна потужність на валу двигуна

$$P_{2\text{H}} = P_{\text{ем}} - \Delta p_{\text{ел}2} - \Delta p_{\text{мх}} - \Delta p_{\text{дод}} = 92542 - 2499 - 600 - 0,005 \cdot 95796 = 88964 \text{ Вт}.$$

8. ККД

$$\eta_{\text{H}} = P_{2\text{H}} / P_1 = 88964 / 95796 = 0,929.$$

Порівняння каталожних даних з розрахунковими наведено у табл. 35.1.

Таблиця 35.1

	$\eta_{\text{H}}, \%$	$I_{1\text{H}}, \text{A}$	$P_{2\text{H}}, \text{кВт}$
Каталожні значення	93,6	178	100
Розрахункові значення	92,9	159,5	88,96

Задача 35. 4

Номінальна потужність трифазного асинхронного короткозамкненого двигуна $P_{\text{H}} = 10 \text{ кВт}$, номінальна напруга $U_{\text{H}} = 380 \text{ В}$, номінальна частота обертання $n_{\text{H}} = 1420 \text{ об/хв}$, номінальний ККД $\eta_{\text{H}} = 0,84$, $\cos \varphi_{\text{H}} = 0,85$, кратність пускового струму $k_i = 6,5$, перевантажувальна здатність $k_{\text{м}} = 1,8$. Визначити: споживану потужність, номінальні й максимальний обертаючі моменти, номінальний і пусковий струми, номінальне й критичне ковзання.

Розв'язання

1. Споживана потужність

$$P_1 = P_{\text{H}} / \eta = 10 / 0,84 = 11,9 \text{ кВт}.$$

2. Номінальний струм статора

$$I_{1\text{H}} = \frac{P_1}{\sqrt{3} \cdot U_{\text{H}} \cdot \cos \varphi_{\text{H}}} = \frac{11,9 \cdot 10^3}{1,73 \cdot 380 \cdot 0,85} = 21,3 \text{ А}.$$

3. Номінальний момент

$$M_{\text{H}} = \frac{P_{\text{H}}}{\Omega_{\text{H}}} = \frac{10000}{48,62} = 67,28 \text{ Н}\cdot\text{м},$$

де кутова частота обертання ротора

$$\Omega_{\text{H}} = 2\pi \cdot n_{\text{H}} / 60 = 2\pi \cdot 1420 / 60 = 148,62 \text{ с}^{-1}.$$

4. Максимальний момент

$$M_{\text{max}} = M_{\text{H}} \cdot k_{\text{м}} = 67,28 \cdot 1,8 = 121,1 \text{ Н}\cdot\text{м}.$$

5. Пусковий струм

$$I_{\Pi} = I_{\text{H}} \cdot k_i = 21,2 \cdot 6,5 = 137,8 \text{ A.}$$

6. Критичне ковзання

$$s_{\text{кр}} \approx s_{\text{H}} \cdot (k_{\text{м}} + \sqrt{k_{\text{м}}^2 - 1}) = 0,053 \cdot (1,8 + \sqrt{1,8^2 - 1}) = 0,175,$$

де номінальне ковзання

$$s_{\text{H}} = \frac{n_1 - n}{n_1} = \frac{1500 - 1420}{1500} = 0,053.$$

Задача 35.5

Двошвидкісний трифазний асинхронний короткозамкнений двигун з перемиканням полюсів з $2p_1 = 2$ на $2p_2 = 4$ має число пазів статора $z_1 = 24$, крок обмотки $y = 9$. Розрахувати обмоткові коефіцієнти для $2p_1 = 2$ і $2p_2 = 4$. Скосу пазів на роторі немає.

Розв'язання

1. Число пазів на полюс і фазу обмотки статора при $2p_1 = 2$

$$q = Z_1 / 2p_1 \cdot m = 24 / 2 \cdot 3 = 4.$$

2. Коефіцієнт розподілу при $2p_1 = 2$

$$k_p = \frac{\sin\left(q \cdot \frac{\alpha_1}{2}\right)}{q \cdot \sin(\alpha_1/2)} = \frac{\sin\left(4 \cdot \frac{15}{2}\right)}{4 \cdot \sin(15/2)} = 0,958,$$

де $\alpha_1 = \frac{360 \cdot p_1}{Z_1} = \frac{360 \cdot 1}{24} = 15 \text{ ел.град.}$

3. Коефіцієнт скорочення при $2p_1 = 2$

$$k_y = \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{y}{\tau}\right) = \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{9}{12}\right) = 0,924,$$

де полюсний розподіл $\tau = Z_1 / 2p_1 = 24 / 2 = 12$.

4. Обмотковий коефіцієнт при $2p_1 = 2$

$$k_{\text{об}} (2p_1=2) = k_p \cdot k_y = 0,924 \cdot 0,958 = 0,885.$$

5. Число пазів на полюс і фазу обмотки статора при $2p_2 = 4$

$$q = Z_1 / p_2 \cdot m = 24 / 2 \cdot 3 = 4.$$

6. Коефіцієнт розподілу при $2p_2 = 4$

$$k_p = \frac{\sin(q \cdot \frac{\alpha_1}{2})}{q \cdot \sin(\alpha_1/2)} = \frac{\sin(4 \cdot \frac{30}{2})}{4 \cdot \sin(30/2)} = 0,836,$$

де $\alpha_1 = \frac{360 \cdot p_2}{Z_1} = \frac{360 \cdot 2}{24} = 30 \text{ ел.град.}$

7. Коефіцієнт скорочення при $2p_2 = 4$

$$k_y = \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{y}{\tau}\right) = \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{9}{6}\right) = 0,707,$$

де полюсний розподіл $\tau = Z_1 / 2p_2 = 24 / 4 = 6$.

8. Обмотковий коефіцієнт при $2p_2 = 4$

$$k_{об}(2p_2=4) = k_p \cdot k_y = 0,836 \cdot 0,707 = 0,59.$$

Задача 35.6

Шестиполіусний трифазний АД з контактними кільцями має такі дані: $U_H = 220 \text{ В}$, $f_1 = 50 \text{ Гц}$, $r_1 = 0,5 \text{ Ом}$, $x_1 = 2,2 \text{ Ом}$, $r_2 = 0,02 \text{ Ом}$, $x_2 = 0,08 \text{ Ом}$, число витків на фазу обмотки статора й ротора: $w_1 = 190$, $w_2 = 36$. Обмоткові коефіцієнти: $k_{об1} = 0,93$, $k_{об2} = 0,96$. Обмотка статора з'єднана трикутником. *Зневажаючи струмом неробочого ходу, визначити: пускові струми статора й ротора, пусковий момент, $\cos \varphi_{п}$, якщо обмотка АД замкнена. Визначити також додатковий опір $R'_{2\text{дод}}$, який необхідно включити в коло фазного ротора, щоб пусковий момент дорівнював максимальному.*

Розв'язання

1. Коефіцієнт приведення параметрів

$$\kappa = \kappa_e \cdot \kappa_i = \frac{m_1 \cdot (w_1 \cdot k_{об1})^2}{m_2 \cdot (w_2 \cdot k_{об2})^2} = \frac{3 \cdot (190 \cdot 0,93)^2}{3 \cdot (36 \cdot 0,96)^2} = 26,14.$$

2. Приведені опори обмотки ротора

$$r'_2 = r_2 \cdot \kappa = 0,02 \cdot 26,14 = 0,52 \text{ Ом},$$

$$x'_2 = x_2 \cdot \kappa = 0,08 \cdot 26,14 = 2,09 \text{ Ом}.$$

3. Пусковий струм

$$I_{1п} \approx I'_{2п} = \frac{U_1}{\sqrt{(r_1 + r'_2)^2 + (x_1 + x'_2)^2}} = \frac{220}{\sqrt{(0,5 + 0,52)^2 + (2,2 + 2,09)^2}} = 49,9 \text{ А}.$$

4. Пусковий момент

$$M_{\Pi} = \frac{m_1 \cdot r_2' \cdot I_{2\Pi}^2}{\Omega_1} = \frac{3 \cdot 0,52 \cdot 49,9^2 \cdot 3}{6,28 \cdot 50} = 37,1 \text{ Н}\cdot\text{м},$$

де $\Omega_1 = \frac{2\pi \cdot f_1}{p}$ – кутова частота обертання поля.

5. Коефіцієнт потужності при пуску АД

$$\cos \varphi_{\Pi} = \frac{r_k}{z_k} = \frac{r_1 + r_2'}{\sqrt{(r_1 + r_2')^2 + (x_1 + x_2')^2}} = \frac{0,5 + 0,52}{\sqrt{(0,5 + 0,52)^2 + (2,2 + 2,09)^2}} = 0,23.$$

6. Додатковий опір $R'_{2\text{дод}}$, який необхідно включити в коло фазного ротора, щоб пусковий момент дорівнював максимальному, визначається з умови

$$R'_{2\text{дод}} + r_2' \approx x_1 + x_2', \quad R'_{2\text{дод}} = x_1 + x_2' - r_2' = 2,2 + 2,09 - 0,52 = 3,77 \text{ Ом}.$$

7. Реальна величина додаткового опору

$$R_{\text{дод}} = R'_{2\text{дод}} / \kappa = 3,77 / 26,14 = 0,144 \text{ Ом}.$$

Задача 35.7

Для асинхронного двигуна з фазним ротором номінальна потужність $P_{\text{н}} = 10 \text{ кВт}$, $U_{\text{н}} = 380 \text{ В}$, статор з'єднаний зіркою, $\cos \varphi_{\text{н}} = 0,86$, $p = 3$, $\eta_{\text{н}} = 0,88$, $s_{\text{н}} = 0,04$. При пуску двигуна без реостата кратність пускового струму $k_i = 5$, коефіцієнт потужності в початковий момент пуску $\cos \varphi_{\Pi} = 0,25$. Визначити параметри спрощеної схеми заміщення r_1 , r_2' , x_1 , x_2' , критичне ковзання, номінальний і пусковий моменти, коефіцієнт перевантажувальної здатності.

Розв'язання.

1. Споживана потужність

$$P_1 = P_2 / \eta = 10 / 0,88 = 11,36 \text{ кВт}.$$

2. Номінальний струм статора

$$I_{1\text{н}} = \frac{P_1}{\sqrt{3} \cdot U_{\text{н}} \cdot \cos \varphi_{\text{н}}} = \frac{11,36 \cdot 10^3}{1,73 \cdot 380 \cdot 0,86} = 20,1 \text{ А}.$$

3. Пусковий струм обмотки статора

$$I_{\Pi} = I_{1\text{н}} \cdot k_i = 20,1 \cdot 5 = 100,5 \text{ А}.$$

4. Номінальний момент

$$M_{\text{H}} = \frac{P_{\text{H}}}{\Omega_{\text{H}}} = \frac{10000}{96,46} = 103,67 \text{ Н}\cdot\text{м},$$

де номінальна частота обертання

$$n_{\text{H}} = n_1(1 - s_{\text{H}}) = 1000(1 - 0,04) = 960 \text{ об/хв};$$

– кутова частота обертання

$$\Omega_{\text{H}} = \frac{2\pi \cdot n_{\text{H}}}{60} = \frac{6,28 \cdot 960}{60} = 100,48 \text{ с}^{-1}.$$

5. Потужність, споживана при пуску,

$$P_{\text{K}} = \sqrt{3} \cdot U_{\text{H}} \cdot I_{\text{II}} \cdot \cos \varphi_{\text{II}} = \sqrt{3} \cdot 380 \cdot 100,5 \cdot 0,25 = 16517 \text{ Вт}.$$

6. Активний опір короткого замикання

$$r_{\text{K}} = \frac{P_{\text{K}}}{m_1 \cdot I_{\text{II}}^2} = \frac{16517}{3 \cdot 100,5^2} = 0,54 \text{ Ом}.$$

7. Активні опори схеми заміщення

$$r_1 \approx r_2' = r_{\text{K}} / 2 = 0,54 / 2 = 0,27 \text{ Ом}.$$

8. Пусковий момент

$$M_{\text{II}} = \frac{m_1 \cdot r_2' \cdot I_{\text{II}}^2}{\Omega_1} = \frac{3 \cdot 0,27 \cdot 100,5^2 \cdot 3}{6,28 \cdot 50} = 78,2 \text{ Н}\cdot\text{м}.$$

9. Реактивна потужність, споживана при пуску,

$$Q_{\text{K}} = \sqrt{3} \cdot U_{\text{H}} \cdot I_{\text{II}} \cdot \sin \varphi_{\text{II}} = \sqrt{3} \cdot 380 \cdot 100,5 \cdot 0,98 = 64747 \text{ ВАр}.$$

10. Індуктивний опір короткого замикання

$$x_{\text{K}} = \frac{Q_{\text{K}}}{m \cdot I_{\text{II}}^2} = \frac{65326}{3 \cdot 101^2} = 2,14 \text{ Ом}.$$

11. Індуктивні опори схеми заміщення $x_1 \approx x_2' = x_{\text{K}} / 2 = 2,14 / 2 = 1,07 \text{ Ом}.$

12. Критичне ковзання

$$s_{\text{кр}} \approx \frac{r_2'}{x_{\text{K}}} = \frac{0,27}{2,14} = 0,126.$$

13. Максимальний момент

$$M_{\text{max}} = \frac{m_1 \cdot p \cdot U_{\text{H}\Phi}^2}{4\pi f_1 \cdot (r_1 + \sqrt{r_1^2 + x_2'^2})} = \frac{3 \cdot 3 \cdot 220^2}{4 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot (0,27 + \sqrt{0,27^2 + 2,14^2})} = 286 \text{ Н}\cdot\text{м}.$$

14. Коефіцієнт перевантажувальної здатності

$$k_m = M_{\max} / M_H = 286 / 103,67 = 2,75.$$

Задача 35.8

Трифазний асинхронний двигун з обмоткою статора, з'єднаною за схемою «трикутник», і короткозамкненим ротором у номінальному режимі має такі дані: $P_H = 37 \text{ кВт}$, $U_H = 380 \text{ В}$, $I_H = 73 \text{ А}$, обертання $n_H = 1450 \text{ об/хв}$, $\cos \phi_H = 0,86$. При безпосередньому підключенні до мережі кратність пускового струму $I_{\Pi} / I_H = 6$, кратність пускового моменту $M_{\Pi} / M_H = 2$.

Визначити пусковий струм і пусковий момент двигуна при пуску способом «перемикання схеми із зірки на трикутник».

Розв'язання

Номінальний момент двигуна

$$M_H = \frac{P_H}{\Omega_H} = \frac{37000}{2\pi(1450/60)} = 243 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Пусковий момент при безпосередньому пуску від мережі

$$M_{\Pi(\Delta)} = \left(\frac{M_{\Pi}}{M_H} \right) M_H = 2 \cdot 243 = 486 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Пусковий струм при безпосередньому пуску від мережі

$$I_{\Pi(\Delta)} = \left(\frac{I_{\Pi}}{I_H} \right) I_H = 6 \cdot 73 = 438 \text{ А}.$$

При схемі з'єднання обмотки статора за схемою «зірка», пусковий струм у фазі обмотки статора зменшується в $\sqrt{3}$ разів, пусковий момент – в 3 рази, споживаний з мережі струм – в 3 рази:

$$I_{\Pi(Y)} = \frac{I_{\Pi(\Delta)}}{\sqrt{3}} = \frac{438}{\sqrt{3}} = 253 \text{ А};$$

$$M_{\Pi(Y)} = \frac{M_{\Pi(\Delta)}}{3} = \frac{486}{3} = 162 \text{ Н} \cdot \text{м};$$

$$I_{\text{сп}(Y)} = \frac{I_{\text{сп}(\Delta)}}{3} = \frac{438}{3} = 146 \text{ А}.$$

ЧАСТИНА 5. СИНХРОННІ МАШИНИ

36. РЕЖИМИ РОБОТИ СИНХРОННОЇ МАШИНИ

В асинхронних машинах струм в обмотці ротора виникає завдяки ковзанню ротора в магнітному полі. Унаслідок цього частота струму ротора f_2 залежить від швидкості обертання ротора i , отже, від навантаження АМ.

Якщо на обмотку ротора подати напругу U_2 заданої частоти f_2 , то частота струму в обмотці ротора тим самим буде задана. Але якщо частоти в колах обмоток статора та ротора задані, то ковзання машини i , отже, частота обертання ротора n виходять цілком визначеними і не залежними від навантаження машини

$$n = n_1 - n_s = \frac{60 \cdot f_1}{p} - \frac{60 \cdot f_2}{p} = \frac{60(f_1 - f_2)}{p}. \quad (36.1)$$

Таку машину змінного струму, частота обертання якої знаходиться у строгій відповідності із частотою мережі, називають синхронною.

Переважне поширення одержали синхронні машини, в яких на обмотку ротора подається постійна напруга з $f_2 = 0$. При цьому частота обертання ротора машини дорівнює частоті обертання магнітного поля статора

$$n = n_1 = \frac{60 f_1}{p}. \quad (36.2)$$

Оскільки ротор синхронної машини n обертається із синхронною частотою n_1 поля в зазорі, то в обмотці ротора не індукується ЕРС. Величина постійного струму в обмотці ротора визначається тільки підведеною ззовні до обмотки напругою та її активним опором.

Обмотка, в якій тече постійний струм, називається обмоткою збудження (ОЗ), тому що вона збуджує в машині магнітне поле незалежно від режиму роботи.

Електричне з'єднання обмотки збудження із зовнішнім джерелом (збудником) здійснюється за допомогою пристрою, що складається з двох

контактних кілець, до яких приєднується обмотка, і щіток, що ковзають по поверхні кілець та з'єднані із зовнішнім джерелом.

Обмотка статора повинна мати таке ж число полюсів, що і ротор.

У пазах статора синхронної машини розташовують симетричну трифазну обмотку. На рис. 36.1,а представлена електрична схема синхронного генератора.

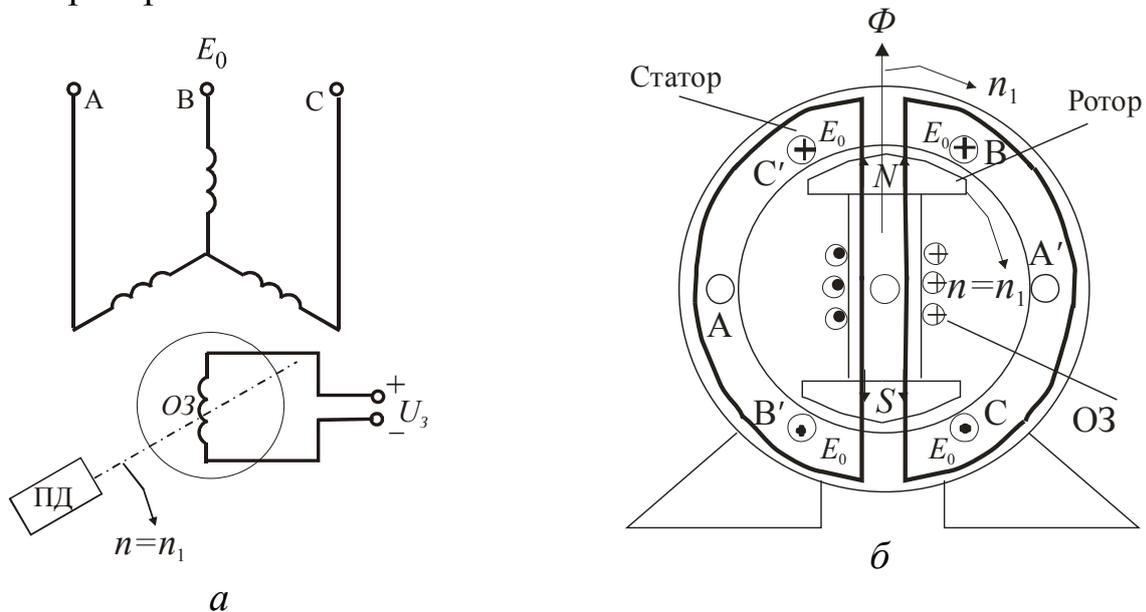


Рис. 36.1. Електрична схема синхронного генератора – а та напрямки ЕРС в обмотці статора – б

Первинний двигун (ПД) обертає ротор з обмоткою збудження. На обмотку збудження подають напругу від джерела постійного струму. Збуджений ротор синхронної машини приводиться в обертання зі швидкістю n_1 .

Обертове поле збудження наводить в обмотці статора змінну ЕРС із частотою

$$f_1 = \frac{p \cdot n_1}{60}. \quad (36.3)$$

Напрямок індукованої полем збудження ЕРС E_0 визначається за правилом правої руки і позначений на рис. 36.1,б знаком «+» у верхній частині провідників обмотки статора та знаком «•» у нижній частині. При цьому враховано відносне переміщення провідників обмотки статора відносно обертового двополюсного поля збудження – поле рухається вправо, провідники – вліво.

Якщо обмотку статора підключити до якого-небудь навантаження, то трифазний струм, що протікає по цій обмотці, створює обертове магнітне поле, перша гармоніка якого обертається в тому ж напрямку і з тією же частотою n_1 , що і ротор.

Результуючий магнітний потік Φ синхронної машини створюється спільною дією МРС обмотки збудження та МРС обмотки статора, і **результуюче магнітне поле обертається в просторі з тією же частотою, що і ротор.**

У синхронній машині обмотку, в якій індукується ЕРС та проходить струм навантаження, називають **обмоткою якоря (статора)**, а частина машини, на якій розташована обмотка збудження, – **індуктором**. Таким чином, у приведеної СМ статор є якорем, а ротор – індуктором.

Синхронна машина може працювати автономно як генератор на автономне, підімкнене до неї навантаження, чи паралельно з мережею, до якої підімкнені інші генератори.

При роботі паралельно з мережею вона може віддавати або споживати електричну енергію, тобто **працювати генератором або двигуном.**

Щоб з'ясувати характер взаємодії полів статора і ротора синхронної машини, скористаємося моделлю цієї машини. Поля зобразимо у вигляді двох систем полюсів, що обертаються з однаковою частотою $n = n_1$.

Якщо в обмотці статора немає струму ($I_a = 0$, неробочий хід), то лінії магнітного поля в полюсах статора становлять продовження ліній поля ротора та осі обох полів збігаються (рис. 36.2).

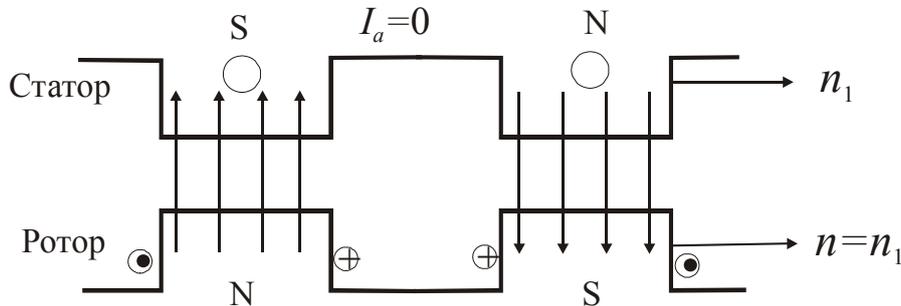


Рис. 36.2. Модель СМ у режимі неробочого ходу

Якщо синхронна машина приводиться в обертання під дією моменту M_1 приводного двигуна та працює в режимі генератора, то в обмотці статора наводиться ЕРС E_0 і тече струм якоря I_a . При активному навантаженні ЕРС E_0 та струм I_a співпадають за фазою (рис. 36.3,а).

Струм I_a створює поле якоря Φ_a , яке спрямовано зустрічно полю ротора Φ_r (рис. 36.3,а) праворуч від осі полюса (край, що набігає) і згідно з полем ротора ліворуч від осі полюса (край, що збігає).

При накладенні полів виходить картина результуючого поля, де видно, що вісь цього поля змістилася відносно осі поля ротора на кут θ (рис. 36.3,б).

У режимі генератора вісь поля ротора випереджає вісь поля статора на кут θ , тобто поле ротора є ведучим.

Лінії поля в зазорі йдуть зараз похило (рис. 36.3,б).

При цьому виникає тангенціальна складова в силі тяжіння трубок поля, спрямована по дотичній до кола ротора у бік, протилежний обертанню ротора.

Тангенціальні сили, складаючись, створюють електромагнітний момент $M_{ем}$, спрямований зустрічно відносно моменту приводного двигуна M_1 .

Отже, момент $M_{ем}$ є гальмовим відносно моменту M_1 . Сталий режим роботи синхронного генератора буде мати місце при рівності моментів $M_{ем} = M_1$.

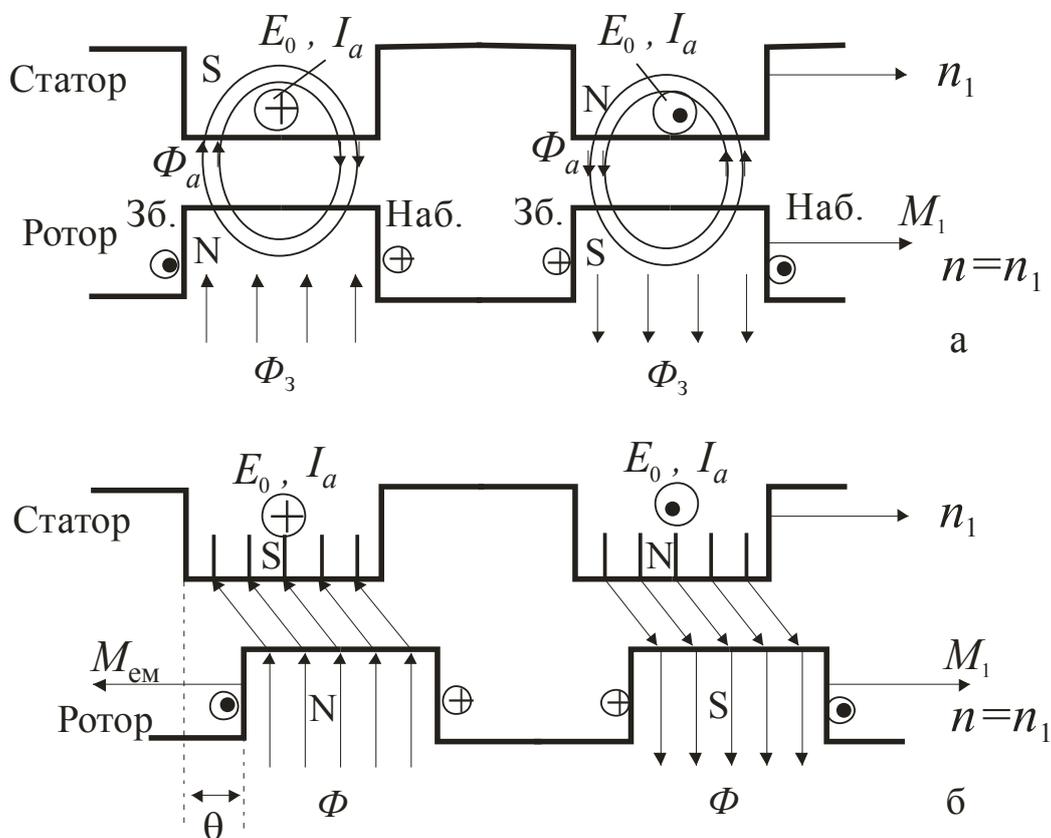


Рис. 36.3. До пояснення принципу дії СМ у режимі генератора

Якщо збільшити обертаючий момент M_1 на валу генератора, то під дією цього моменту ротор почне зміщатися відносно полюсів статора вперед за напрямком обертання, і кут θ буде збільшуватися.

Але при цьому силові лінії в зазорі будуть сильніше розтягуватися, надаючи усе більшу протидію моменту приводного двигуна. Таке збільшення кута θ й електромагнітного моменту $M_{ем}$ буде продовжуватися

доти, поки $M_{ем} = M_1$. Генератор буде працювати з колишньою синхронною частотою n_1 та з новим більш великим кутом θ .

При надмірному збільшенні моменту M_1 електромагнітна взаємодія між статором і ротором може бути порушена. **При цьому генератор впадає із синхронізму.**

У цьому випадку поля статора і ротора починають обертатися з різними частотами обертання і, отже, постійна взаємодія між ними стає неможливою.

Якщо СМ працює в режимі двигуна при тих же полярності полюсів та напрямку обертання, то активна складова струму якоря змінює свій напрямок відносно ЕРС E_0 (рис. 36.4,а).

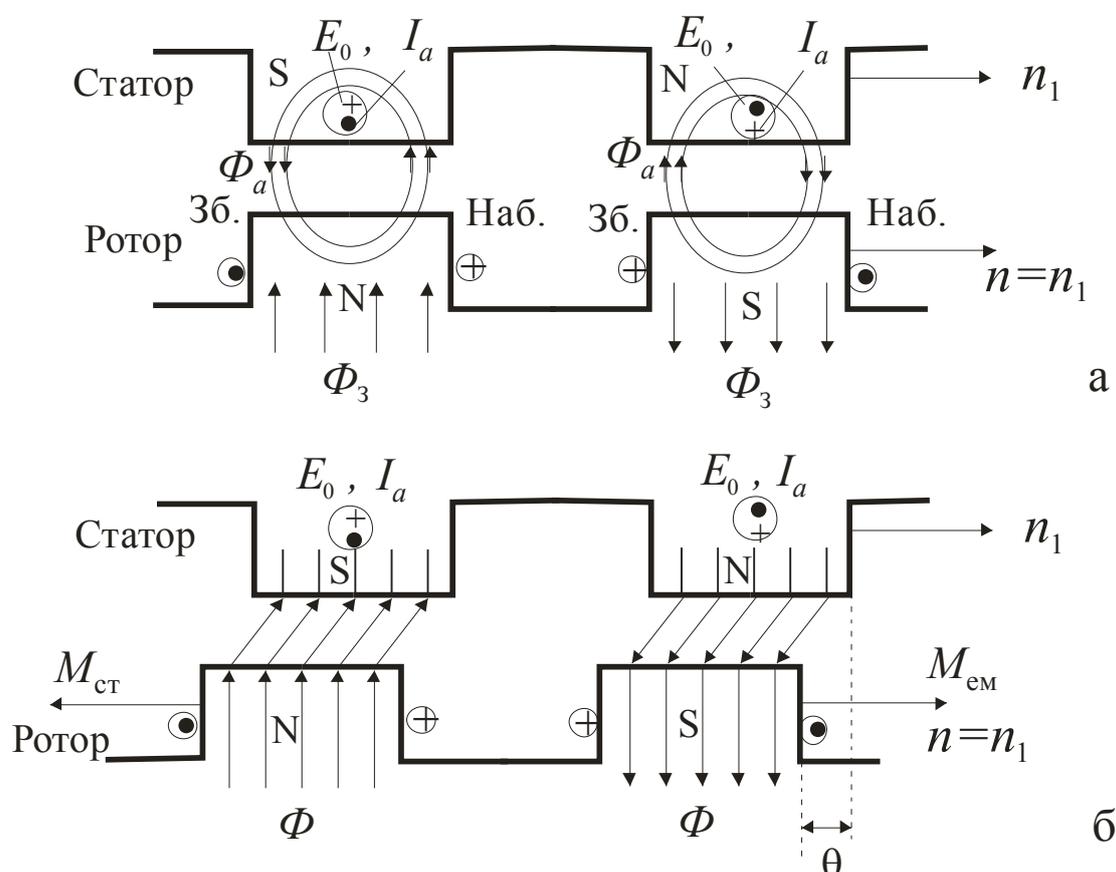


Рис. 36.4. До пояснення принципу дії СМ у режимі двигуна

Відповідно до цього змінюється дія поля якоря Φ_a відносно поля ротора Φ_3 . Тепер поле якоря намагнічує край полюса, що набігає, і розмагнічує, що збігає (рис. 36.4,а).

Картина результуючого поля та нахил силових ліній змінюється, унаслідок чого змінюється знак електромагнітного моменту $M_{ем}$. Тепер електромагнітний момент є обертаючим.

У режимі двигуна вісь поля ротора відстає від осі поля статора на кут θ . У режимі двигуна поле статора є ведучим.

Синхронні двигуни (СД) застосовуються головним чином для привода пристроїв великої потужності у великих енергетичних установках.

СД використовують як компенсатори – генератори реактивної потужності, що дають можливість підвищити коефіцієнт потужності мережі. Синхронні генератори (СГ) складають основу електротехнічного устаткування електростанцій, тобто практично вся електрична енергія виробляється СГ.

37. ТИПИ СИНХРОННИХ МАШИН ТА ЇХ БУДОВА

Синхронна машина складається з нерухомої частини – статора (якоря) і обертової частини – ротора.

Конструкція синхронних машин, і в першу чергу конструкція ротора, обумовлюється частотою обертання. При $n < 1500$ об/хв ($p > 2$), *тобто в гідрогенераторах, синхронних компенсаторах і в тихохідних двигунах, застосовується явнополюсне виконання ротора.*

Синхронні машини з неявнополюсним ротором – турбогенератори – виготовляються з частотою обертання 3000 об/хв у двополюсному виконанні ($p=1$) та 1500 об/хв у чотиріполюсному виконанні ($p=2$).

37.1. Явнополюсні синхронні машини

Конструкція статора СМ нічим не відрізняється від конструкції статора АМ (рис. 37.1). Осердя статора являє собою порожній циліндр, набраний з окремих листів електротехнічної сталі.

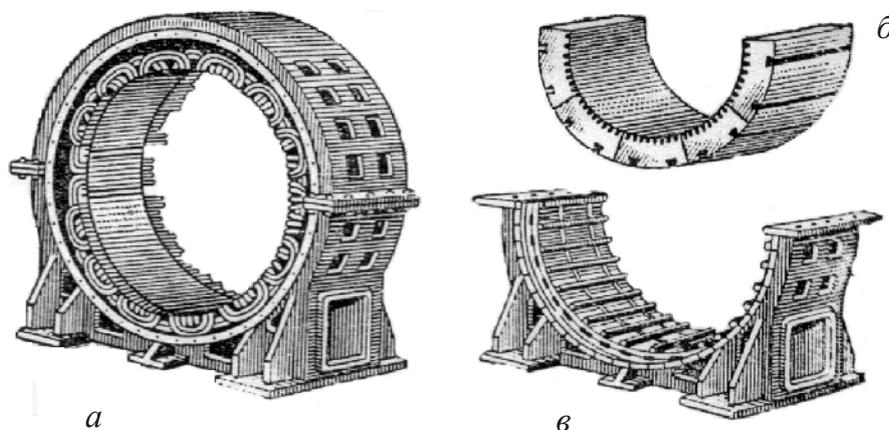


Рис. 37.1. Статор синхронної машини:

а – у зібраному вигляді; б – частина осердя; в – частина станини

При зовнішньому діаметрі статора менше ніж 900 мм його збирають з цільних кільцевих пластин, а при більшому діаметрі – з окремих пластин, називаних сегментами. Пази осердя статора мають прямокутний перетин. У них укладають двошарові обмотки. Корпуси статорів СМ великої потужності роблять рознімними для зручності транспортування та збірки.

Ротори багатополюсних синхронних машин мають явнополюсну будову (рис. 37.2). Кожен полюс виконується у вигляді окремого вузла, що складається із осердя, полюсного наконечника та котушки збудження.

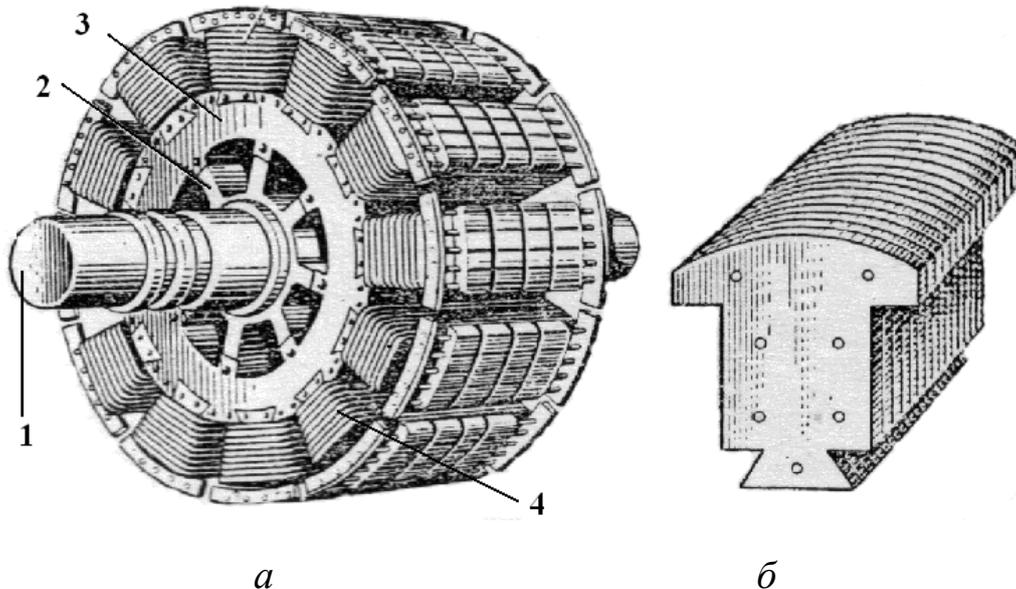


Рис. 37.2. Ротор явнополюсної синхронної машини:
а – загальний вигляд; 1 – вал; 2 – роторна зірка; 3 – обід;
 4 – обмотка збудження; *б* – осердя полюса

Обмотку збудження у великих машинах для кращого охолодження виконують з неізольованих мідних шин великого перетину, намотаних на ребро. Між сусідніми витками укладають ізоляційні прокладки. Котушку запікають і встановлюють на полюсі, на якому по периметру попередньо наносять корпусну ізоляцію. У машинах невеликої потужності котушки обмотки збудження виконують з ізольованих провідників прямокутного чи круглого перетину.

Полюси кріпляться до обода (3) ротора (рис. 37.2,а). Обід ротора є ярмом, по якому замикаються потоки полюсів. Полюси кріпляться до обода за допомогою хвостів, які мають форму ластівчиного хвоста (рис. 37.2,б) чи Т-подібну форму.

У пазах (4) полюсних наконечників (1) розташовується стержнева демпферна обмотка (3) (рис. 37.3). Стержні обмотки виготовляють з міді чи латуні. По торцях стержні замикають пластинами чи кільцями так, щоб утворилася короткозамкнена клітка (2).

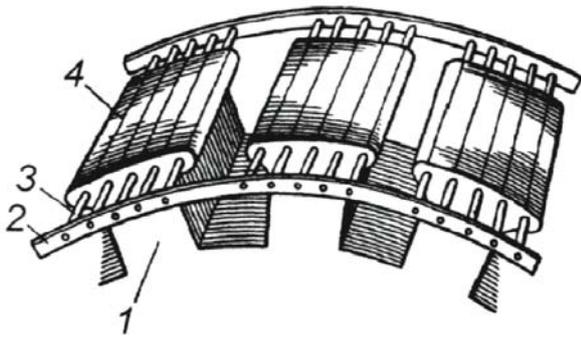


Рис. 37.3. Демпферна обмотка:
1 – полюс; 2 – короткозамкнене кільце;
3 – демпферна обмотка;
4 – пази

Демпферна обмотка виконує ряд функцій. У генераторах вона послабляє вплив несиметричного навантаження і знижує амплітуду коливань ротора. У двигунах вона є пусковою обмоткою і також знижує амплітуду коливань ротора при пульсації навантаження.

Нормальною для явнополюсних синхронних машин є будова з горизонтальним валом.

Таку будову мають переважна частина синхронних двигунів, синхронні компенсатори і генератори, призначені для з'єднання з двигунами внутрішнього згоряння (дизель-генератори). Дизель-генератори мають частоту обертання від 600 до 1500 об/хв (рис. 37.4).

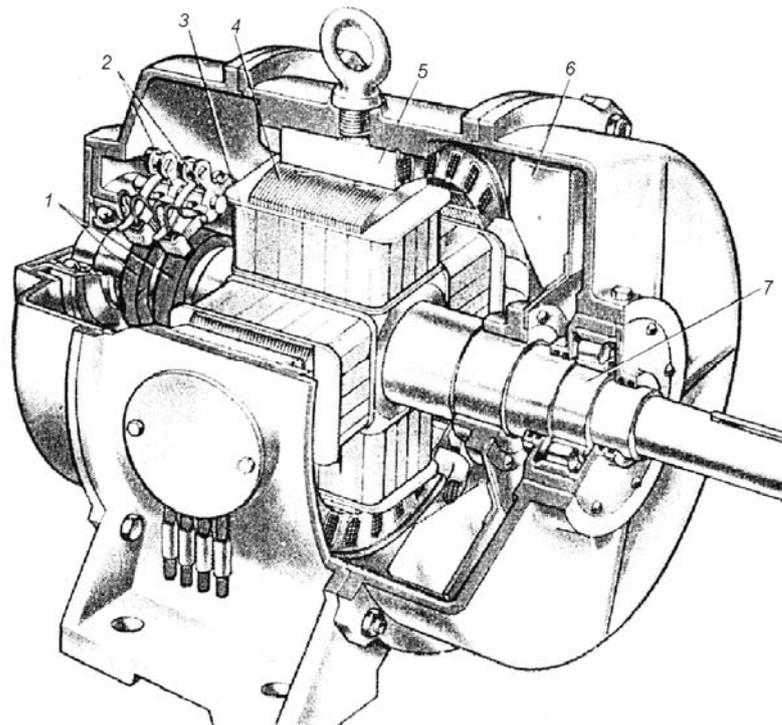


Рис. 37.4. Дизель-генератор:
1 – контактне кільце; 2 – щіткотримач; 3 – полюсна котушка;
4 – полюсний наконечник; 5 – осердя статора; 6 – вентилятор; 7 – вал

Між зовнішньою поверхнею полюсного наконечника і внутрішньою поверхнею осердя статора є повітряний зазор δ . По осі полюса цей зазор мінімальний, а на краях має максимальне значення δ_{\max} (рис. 37.4). Така

конфігурація полюсного наконечника необхідна для синусоїдального розподілу магнітної індукції в повітряному зазорі.

Великі гідрогенератори звичайно виконуються з вертикальним розташуванням вала (рис. 37.5). Приводним двигуном при цьому є гідравлічна турбіна. Гідравлічна турбіна розвиває невелику частоту обертання ($60 \div 500$ об/хв).

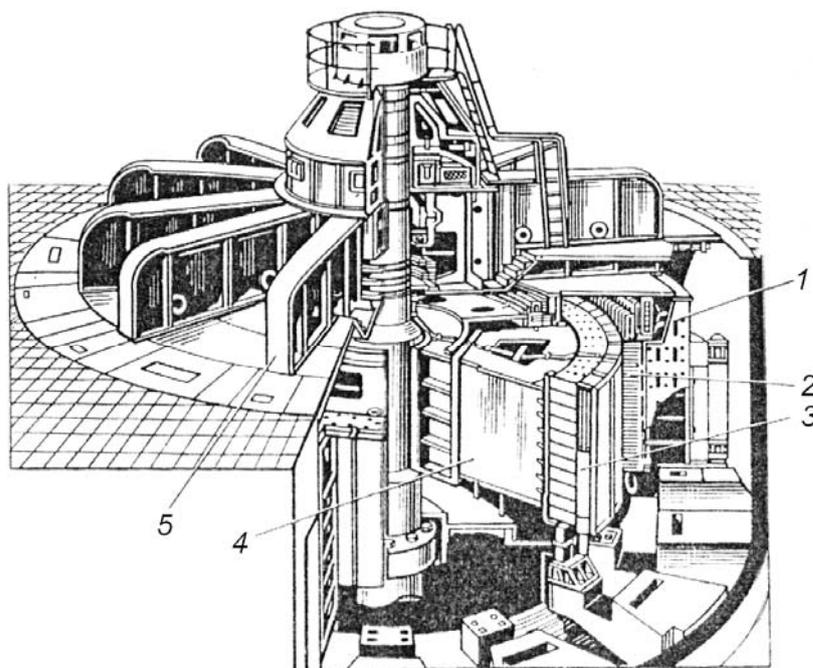


Рис. 37.5. Гідрогенератор:

1 – корпус статора; 2 – осердя статора; 3 – полюси ротора;
4 – обід ротора; 5 – хрестовина

Для того щоб при таких частотах обертання одержати змінну напругу частотою 50 Гц, гідрогенератор повинен мати велике число полюсів.

Самі потужні гідрогенератори в даний час побудовані для Саяно-Шушенської ГЕС. Вони мають потужність 715 МВ·А при частоті обертання 143 об/хв. Зовнішній діаметр гідрогенераторів складає близько 15 м, діаметр його ротора – близько 12 м, довжина магнітопровода статора $2,75$ м, число полюсів $2p = 2$.

37.2. Неявнополюсні синхронні машини

Синхронні генератори, що приводяться в обертання швидкохідними паровими турбінами, називають турбогенераторами (рис. 37.6).

Технічні показники парової турбіни зі збільшенням частоти обертання поліпшуються. Тому турбогенератори звичайно виконуються двополюсними.

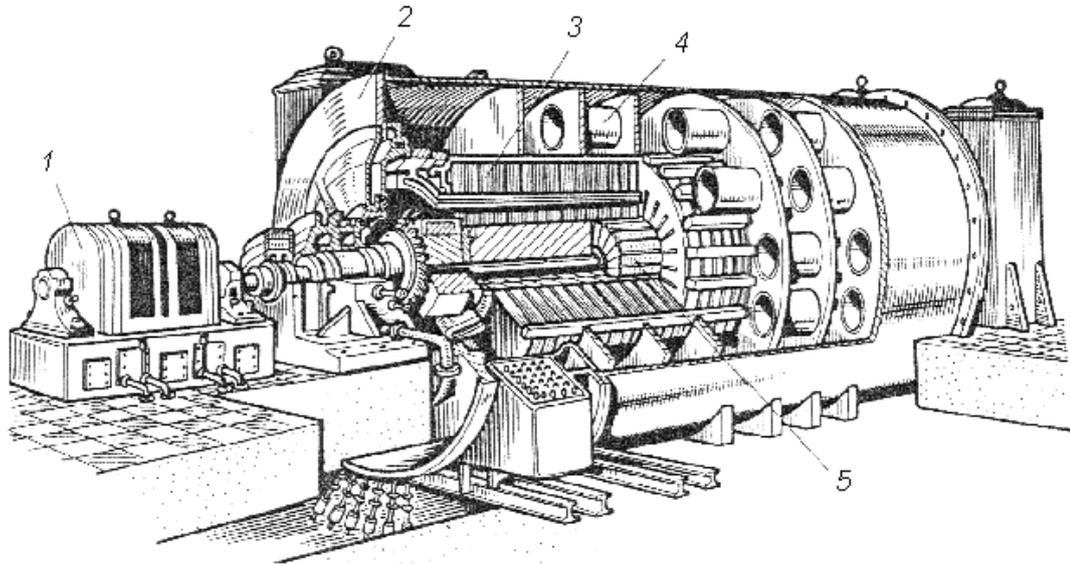
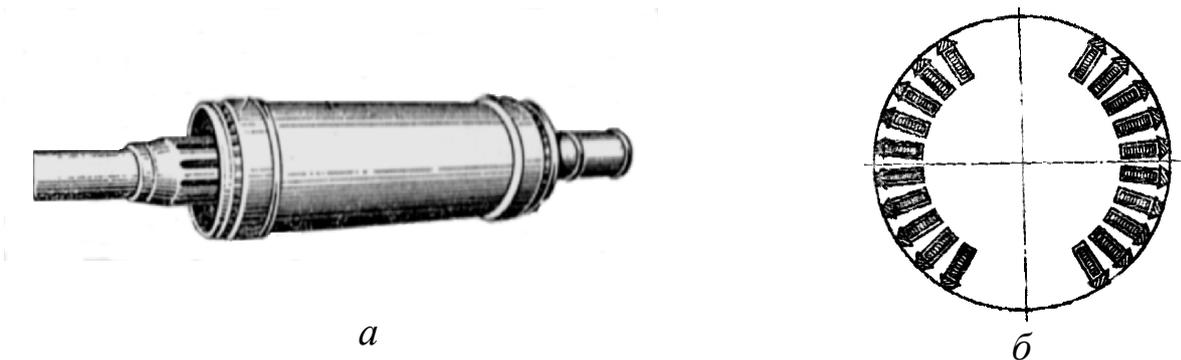


Рис. 37.6. Турбогенератор:

*1 – збудник; 2 – корпус; 3 – осердя статора;
4 – секції водневого охолодження; 5 – ротор*

З метою одержання великої механічної міцності ротор турбогенераторів виконується неявнополюсним. При такому виконанні величина повітряного зазора однакова по всьому колу статора. Ротор виточується з цільної сталевий заготовки та має вигляд масивного циліндра (рис. 37.7,а).

У роторі фрезерують пази (рис. 37.7,б) для розміщення в них витків обмотки збудження. Приблизно третя частина полюсного ділення залишається вільною від пазів і утворюється так називаний великий зуб, через який проходить головна частина магнітного потоку полюсів.



*Рис. 37.7. Загальний вигляд ротора турбогенератора –а
та поперечний розріз ротора –б*

Обмотку збудження, покладену у вигляді концентричних котушок у пази ротора, кріплять за допомогою клинів. Клини виконують з немагнітної сталі для ослаблення магнітного потоку розсіювання паза. Лобові час-

тини обмотки збудження закривають бандажними кільцями, виконаними з немагнітної сталі.

Крім турбогенераторів з неявнополюсним ротором, випускають швидкохідні синхронні двигуни великої потужності – турбодвигуни.

37.3. Збудження синхронних машин

У СМ застосовуються два способи збудження: електромагнітне та збудження від постійних магнітів. Основним способом збудження є електромагнітне.

До останнього часу для живлення обмотки збудження (ОЗ) застосовувалися генератори постійного струму незалежного збудження, називані збудниками. ОЗ збудника живиться від іншого генератора постійного струму паралельного збудження, називаного підзбудником (рис. 37.8,а).

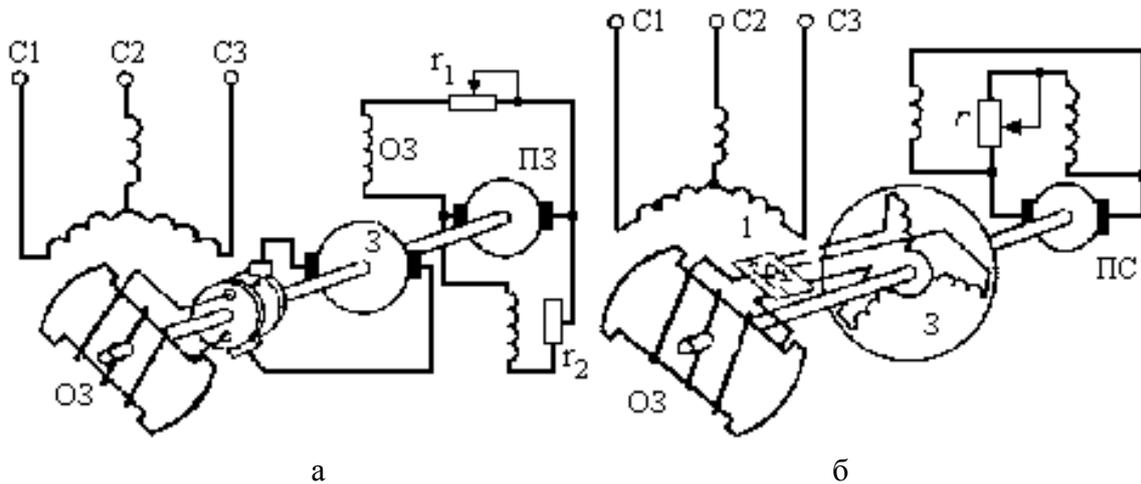


Рис. 37.8. Системи електромагнітного збудження СГ

Ротор синхронної машини, якоря збудника (З) і підзбудника (ПЗ) розташовуються на спільному валу й обертаються одночасно. Струм в ОЗ синхронної машини подається через контактні кільця та щітки.

Для регулювання струму збудження СМ у колі збудження збудника і підзбудника вмикають регульовальні реостати r_1 та r_2 . У СМ середньої і великої потужності струм збудження регулюється автоматичним пристроєм.

У СГ великої потужності застосовуються безконтактні системи електромагнітного збудження. Як збудник використовується генератор змінного струму (рис. 37.8,б), обмотка збудження якого (З) ввімкнена в коло якоря генератора постійного струму (ПС) паралельного збудження. Так як збудник є генератором змінного струму, то на вихід трифазної обмотки якоря вмикають напівпровідниковий випрямляч (1), закріплений на валу

синхронної машини. Відсутність контактів у колі ОЗ синхронної машини підвищує її експлуатаційну надійність.

У СГ має широке поширення принцип самозбудження, коли енергія змінного струму відбирається від обмотки статора (або від додаткової обмотки статора) та через понижуючий трансформатор і напівпровідниковий випрямляч (НВ) перетворюється в постійний струм, який додається до контактних кілець (рис. 37.9,а).

Для реалізації принципу самозбудження необхідна наявність залишкового магнітного потоку. На рис. 37.9,б представлена принципова схема автоматичної системи збудження СГ із випрямним трансформатором (ВТ) і тиристорним перетворювачем (ТП).

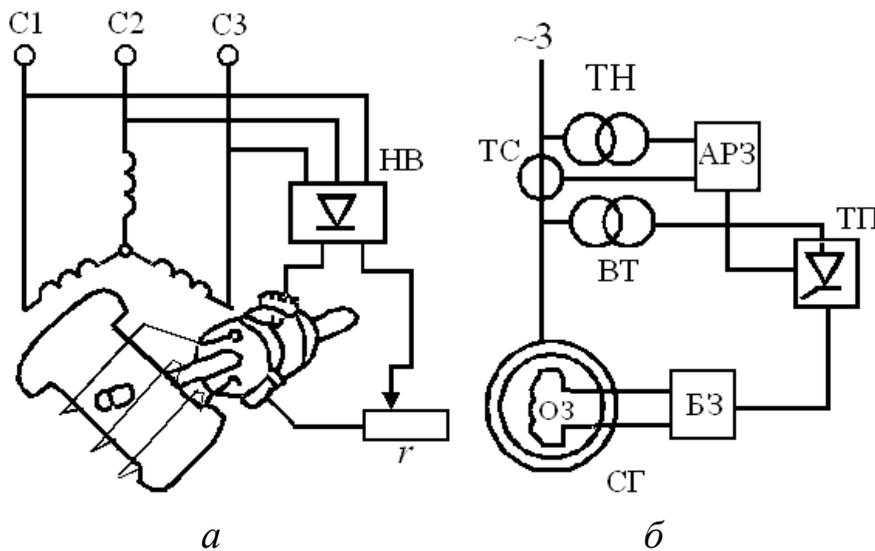


Рис. 37.9.
Схема
самозбудження
СГ

Енергія змінного струму з кола статора передається (після перетворення в постійний) в обмотку збудження (ОЗ) через блок захисту (БЗ) обмотки збудження і тиристорного перетворювача. Управління тиристорним перетворювачем здійснюється автоматичним регулятором збудження (АРЗ), на вхід якого подаються сигнали напруги СГ через трансформатор напруги (ТН) і струму навантаження через трансформатор струму (ТС).

38. МАГНІТНЕ ПОЛЕ СИНХРОННОЇ МАШИНИ

38.1. Магнітне поле збудження

У режимі неробочого ходу синхронної машини, тобто за відсутності струму в обмотці статора ($I_1 = 0$), магнітне поле створюється тільки МРС обмотки збудження (F_3).

Форма магнітного поля збудження в зазорі визначається конструкцією ротора. Амплітуда основної гармоніки цього поля B_{3m1} визначається **коефіцієнтом форми поля збудження**

$$k_f = B_{3m1} / B_{3m}, \quad (38.1)$$

де B_{3m} – найбільше значення дійсного розподілу магнітної індукції поля збудження.

На рис. 38.1,а показаний розподіл магнітного поля збудження $B_3(x)$ у повітряному зазорі в межах одного полюсного ділення для неявнополюсної машини. Цей розподіл носить трапецієвидний характер і залежить від відношення обмотаної частини полюса ротора до полюсного ділення $\gamma = 2 \cdot \alpha / \tau$. Звичайно $\gamma = 0,67 \dots 0,8$.

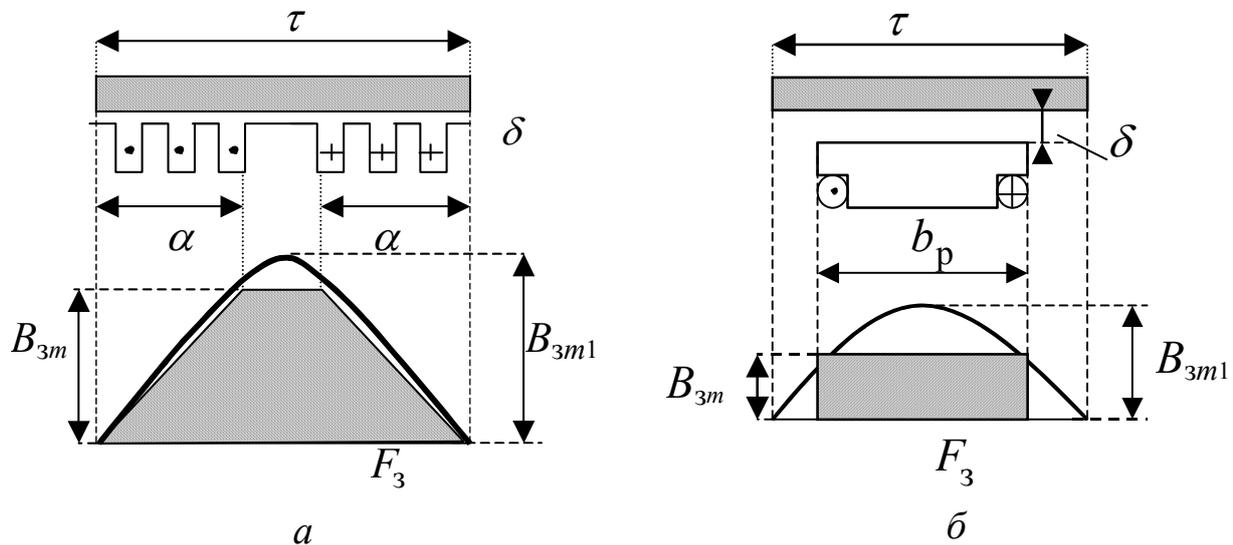


Рис. 38.1. Магнітні поля збудження неявнополюсної –а та явнополюсної синхронних машин –б

Для неявнополюсного ротора коефіцієнт форми поля збудження визначається за виразом

$$k_f = 8 \sin \gamma \cdot 90^\circ / (\pi^2 \cdot \gamma). \quad (38.2)$$

За відсутності насичення $k_f = 1,065 \div 0,965$.

У неявнополюсній машині поліпшення форми поля збудження досягається вибором співвідношення між частинами полюсного ділення, що має і не має обмотки. Найменший склад вищих гармонік магнітного поля має місце при $\gamma = 2 \cdot \alpha / \tau = 0,75$.

При $\alpha = \pi/3$ в кривій магнітної індукції будуть відсутні гармоніки, кратні трьом.

На рис. 38.1,б показаний розподіл індукції $B_\delta(x)$ для явнополюсної синхронної машини при незмінному повітряному зазорі під полюсним наконечником ($\delta = const$), що являє собою прямокутник.

Форма кривої розподілу індукції в зазорі явнополюсної СМ і коефіцієнт форми поля збудження k_f залежать від співвідношень b_p/τ і δ_{\max}/δ . Наприклад, при $b_p/\tau = 0,65 \div 0,75$ і $b_p/\tau = 1 \div 2,5$ величина $k_f = 0,95 \div 1,15$.

Для наближення кривої поля збудження до синусоїди полюсні наконечники скошують, тобто збільшують повітряний зазор під краями полюсів. Звичайно $\delta_{\max}/\delta = 1,5 \div 2,0$.

Однак цілком синусоїдального розподілу поля збудження досягти неможливо. Тому поле збудження можна розкласти на основну та вищі гармоніки, що індукують в обмотці якоря, відповідно, основну та вищі гармоніки ЕРС. Вищі гармоніки ЕРС невеликі, тому що малі гармоніки поля. Крім того, вибором кроку та числа q обмотки якоря досягається ще більше зменшення вищих гармонік ЕРС. Тому в теорії синхронних машин **враховується основна гармоніка ЕРС, а потік першої гармонійної магнітного поля збудження Φ_3 називають потоком взаємодуції** між ротором та якорем.

38.2. Магнітне поле якоря

При підмиканні навантаження в кожній фазі обмотки якоря виникає змінний струм I_1 , що створює МРС якоря F_a і магнітне поле якоря Φ_a , що обертається синхронно з ротором.

У неявнополюсній синхронній машині повітряний зазор рівномірний ($\delta = const$), і тому просторове положення вектора МРС якоря F_a відносно осі полюсів ротора не впливає на величину і графік розподілу індукції поля якоря.

У явнополюсній синхронній машині повітряний зазор нерівномірний (рис. 38.2), і поле якоря поділяють на поле якоря по поздовжній осі Φ_d та поле якоря по поперечній осі Φ_q .

Магнітний опір потоку якоря Φ_d по поздовжній осі $d-d$ значно менше від магнітного опору потоку якоря Φ_q по поперечній осі $q-q$. Тому величина і характер розподілу індукції магнітного поля якоря в повітряному зазорі залежить від просторового положення вектора МРС F_a чи від його складових

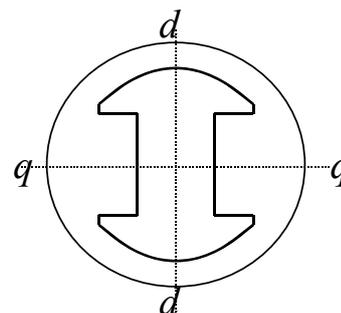


Рис. 38.2. Осі d, q у явнополюсній СМ

$$F_d = F_a \cdot \sin \psi, \quad F_q = F_a \cdot \cos \psi, \quad (38.3)$$

де $F_a = 1,35 \cdot I_1 \cdot w_1 \cdot k_{об1} / p$ – амплітудне значення МРС якоря,

ψ – кут між векторами струму I_1 та ЕРС неробочого ходу \dot{E}_0 .

Максимум хвилі МРС F_d збігається з поздовжньою, а максимум хвилі МРС F_q – з поперечною віссю. Якби величина зазора по всьому колу була однаковою і дорівнювала його значенню під серединою полюса, то $F_d(x)$ і $F_q(x)$ (криві 1 на рис. 38.3,а,б) створили б синусоїдальні хвилі магнітного поля з амплітудами (криві 2 на рис. 38.3,а,б):

$$B_{dm} = \frac{\mu_0}{\delta \cdot k_\delta \cdot k_{\mu d}} \cdot F_d; \quad (38.4)$$

$$B_{qm} = \frac{\mu_0}{\delta \cdot k_\delta \cdot k_{\mu q}} \cdot F_q,$$

де $k_{\mu d}, k_{\mu q}$ – коефіцієнти насичення магнітного кола по осях d і q .

У дійсності внаслідок нерівномірного повітряного зазора криві індукції $B_d(x)$ і $B_q(x)$ (криві 3 на рис. 38.3,а,б), створювані синусоїдальними хвилями МРС, будуть несинусоїдальні.

Дійсні криві $B_d(x)$ та $B_q(x)$ можна розкласти в гармонійний ряд і зобразити перші гармоніки індукції магнітного поля з амплітудами B_{dm1} і B_{qm1} (криві 4 на рис. 38.3,а,б). Нерівномірність повітряного зазора приводить до зменшення амплітуд основних гармонік поля якоря.

Коефіцієнти форми магнітного поля якоря по поздовжній і поперечній осях визначають за такими виразами:

$$k_{ad} = \frac{B_{dm1}(\delta=\text{var})}{B_{dm}(\delta=\text{const})}; \quad k_{aq} = \frac{B_{qm1}(\delta=\text{var})}{B_{qm}(\delta=\text{const})}. \quad (38.5)$$

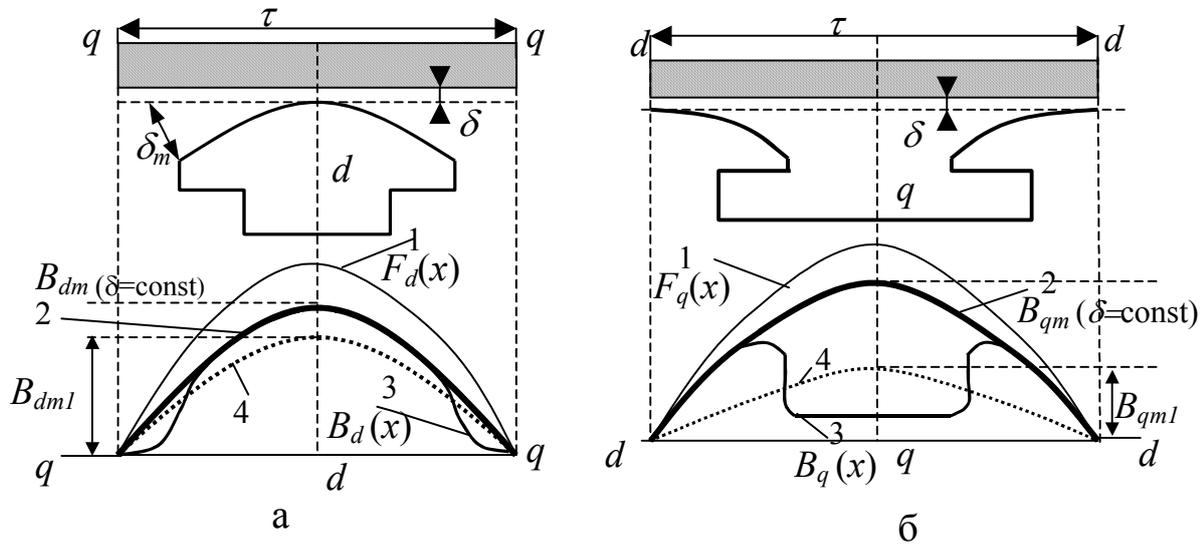


Рис. 38.3. Магнітні поля якоря явнополюсної СМ по осях d і q

Ці коефіцієнти визначають ступінь зменшення амплітуди основної гармоніки магнітного поля якоря, обумовлені нерівномірністю повітряного зазора.

Коефіцієнти k_{ad} і k_{aq} залежать від співвідношень b_p/τ , δ_{\max}/δ та δ/τ . В явнополюсних СМ $k_{ad} > k_{aq}$, у неявнополюсних $k_{ad} = k_{aq}$.

38.3. Реакція якоря

При роботі синхронної машини під навантаженням у ній діють дві МРС, що створюють два магнітних поля: поле збудження Φ_z і поле якоря Φ_a .

Магнітні потоки збудження Φ_z та якоря Φ_a взаємно нерухомі і результуючий потік $\Phi_{рез}$ при навантаженні утворюється сумарною дією МРС обмотки збудження F_z та МРС обмотки якоря F_a .

У синхронній машині МРС F_z не залежить від навантаження, тому результуючий потік у режимі навантаження істотно відрізняється від потоку в режимі неробочого ходу.

Вплив МРС якоря на результуюче магнітне поле синхронної машини називають реакцією якоря.

Вплив реакції якоря (на відміну від машин постійного струму) залежить не тільки від величини струму якоря, але і від характеру навантаження. Розглянемо спочатку **реакцію якоря при чисто активному на-**

вантаженні ($Z_H = R_H$, $\psi = 0$). Припустимо, що по обмотці збудження протікає струм I_3 такого напрямку, як показано на рис. 38.4,а.

Ротор СГ обертається з частотою $n = n_1$. При обертанні ротора максимальне значення ЕРС $E_{0\max}$ наводиться полем збудження в провідниках обмотки якоря, що знаходяться в розглянутий момент часу під серединою полюсів ротора на осі d . Напрямок ЕРС $E_{0\max}$, що наводиться, визначається за правилом правої руки. Якщо до обмотки статора підімкнене активне навантаження, то струм $I_{1\max}$ збігається за фазою з індукованою ЕРС $E_{0\max}$.

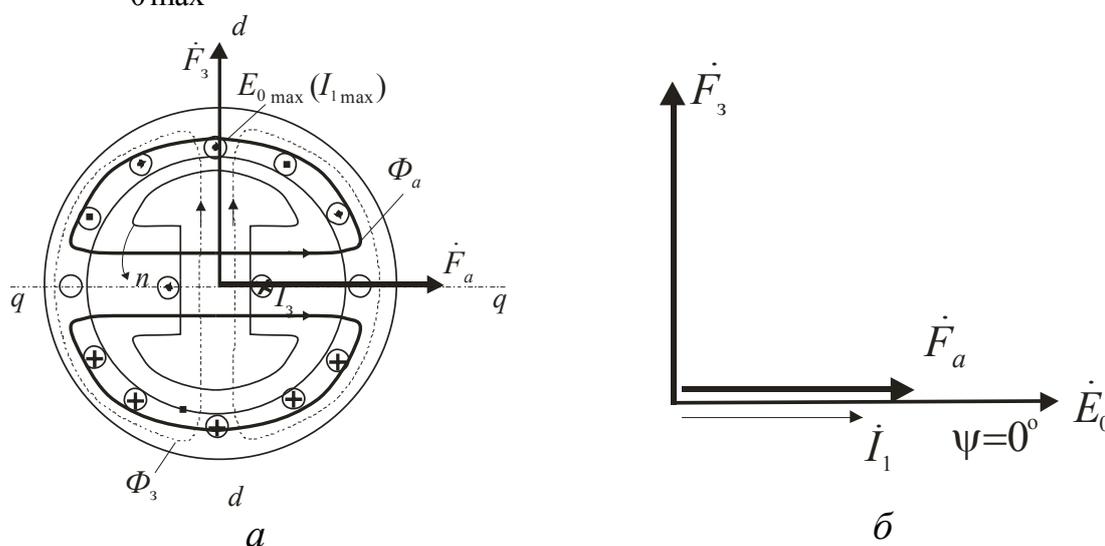


Рис. 38.4. Реакція якоря при чисто активному навантаженні

Вектор МРС обмотки статора F_a завжди буде спрямований по осі тієї фази, в якій в даний момент часу струм I_1 максимальний.

Побудувавши силові лінії поля збудження Φ_3 і поля якоря Φ_a , дістаємо, що вектор МРС F_a спрямований по осі q (рис. 38.4,а) і **реакція якоря є поперечною**.

На рис. 38.4,б побудована часова векторна діаграма. Вектор ЕРС \dot{E}_0 відстає від МРС збудження \dot{F}_3 на 90 електричних градусів. При активному навантаженні струм якоря збігається за фазою з ЕРС, а вектор МРС якоря \dot{F}_a збігається за фазою зі струмом \dot{I}_1 . Таким чином, вектор МРС якоря \dot{F}_a відстає від вектора МРС \dot{F}_3 на 90 електричних градусів. Така взаємодія МРС \dot{F}_3 та \dot{F}_a аналогічна реакції якоря в машинах постійного струму при щітках, установлених на лінії геометричної нейтралі.

При чисто індуктивному навантаженні при $Z_H = X_L$ струм в обмотці якоря \dot{I}_1 відстає в часі від індукованої полем збудження ЕРС \dot{E}_0 на кут $\pi/2$ (рис. 38.5,б).

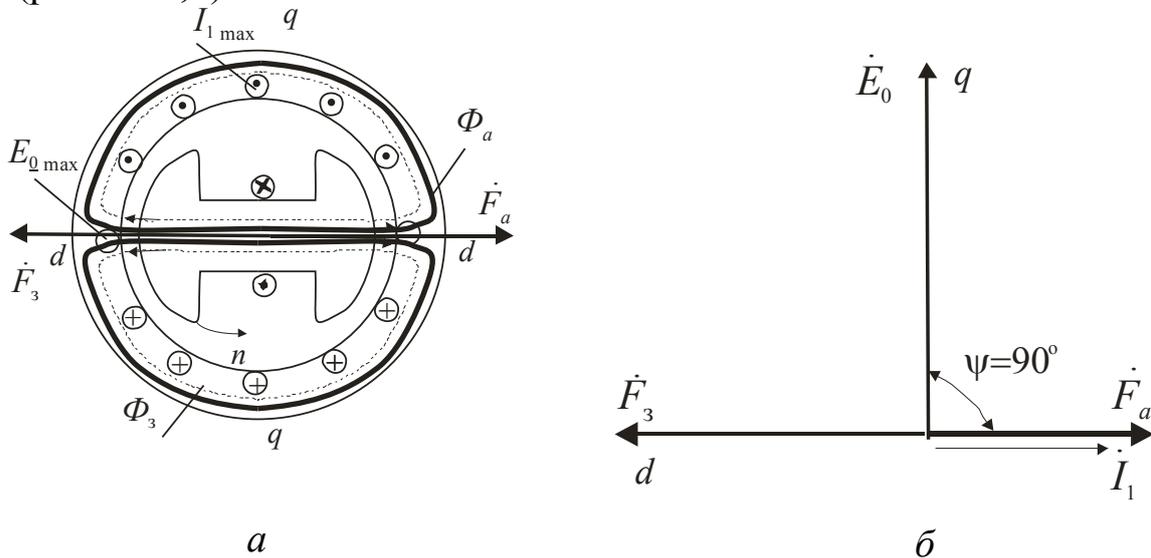


Рис. 38.5. Реакція якоря при чисто індуктивному навантаженні

При цьому, якщо $2p = 2$, то струм досягає свого максимального значення $I_{1\max}$ тільки після повороту ротора вперед на просторовий кут $\pi/2$ відносно його колишнього положення, що відповідає максимуму ЕРС $E_{0\max}$ (рис. 38.5,а).

При цьому МРС \dot{F}_a діє по осі полюсів ротора зустрічно МРС збудження \dot{F}_3 . Така дія МРС якоря послабляє результуюче поле машини. Отже, **реакція якоря в СГ при чисто індуктивному навантаженні має поздовжньо розмагнічуючу дію.**

При **чисто ємнісному навантаженні** $Z_H = X_c$, $\psi = -\pi/2$ і струм якоря випереджає за фазою ЕРС \dot{E}_0 на кут $\pi/2$ (рис. 38.6,б).

Свого найбільшого значення струм $I_{1\max}$ досягає перш, ніж ЕРС, $E_{0\max}$, тобто коли ротор займе положення, як на рис. 38.6,а.

МРС якоря \dot{F}_a так само, як і в попередньому випадку, діє по осі d полюсів, але тепер уже згідно з полем збудження \dot{F}_3 . При цьому відбувається посилення результуючого поля. **Реакція якоря при чисто ємнісному навантаженні СГ має поздовжню намагнічуючу дію.**

У загальному випадку навантаження машини змішане. Якщо припустити, що навантаження $Z_H = R + jX_L$, то вектор МРС \dot{F}_a відстає від вектора ЕРС \dot{E}_0 на кут ψ . Векторна діаграма для цього випадку наведена на рис. 38.7.

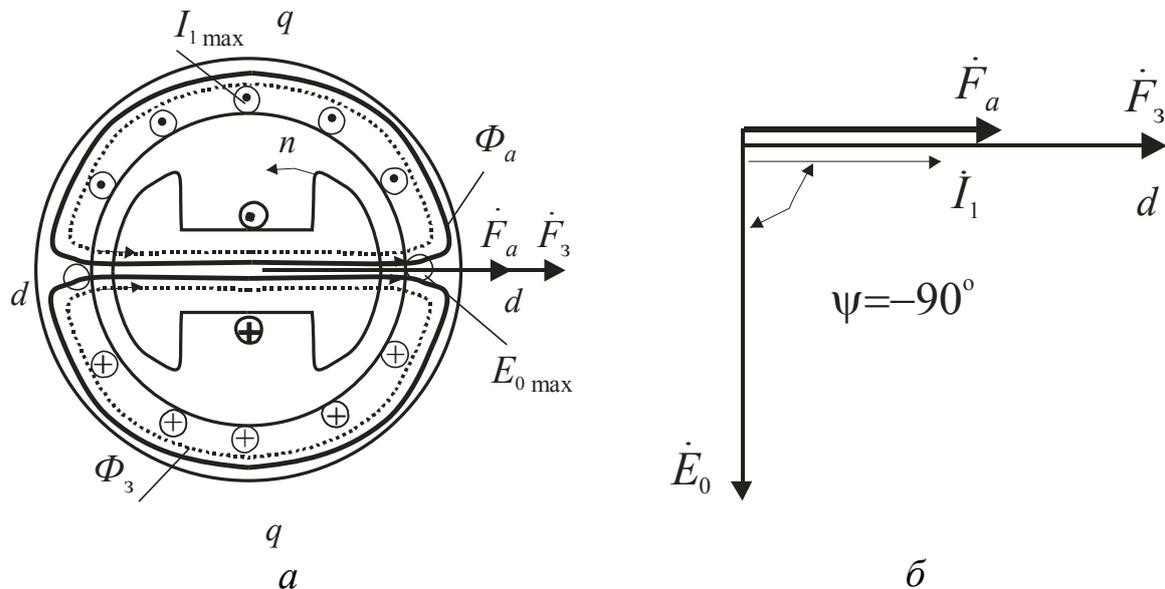


Рис. 38.6. Реакція якоря при чисто ємнісному навантаженні

Дію реакції якоря слід розглядати по поздовжній і поперечній осях окремо. Такий підхід називають методом двох реакцій.

Теорія двох реакцій заснована на принципі роздільного розгляду поздовжніх і поперечних полів та подальшого їхнього накладення без врахування впливу зміни насичення магнітного кола.

Вектор МРС якоря \dot{F}_a розкладають по осях d і q на поздовжню і поперечні складові:

$$\begin{aligned} F_d &= F_a \cdot \sin \psi; \\ F_q &= F_a \cdot \cos \psi. \end{aligned} \quad (38.6)$$

Вектор струму якоря I_1 також можна розкласти на струми якоря по поздовжній і поперечній осях:

$$\begin{aligned} I_d &= I_1 \cdot \sin \psi; \\ I_q &= I_1 \cdot \cos \psi. \end{aligned} \quad (38.7)$$

Таке розкладання \dot{F}_a і I_1 на складові можна зробити і при активно-ємнісному навантаженні (рис. 38.8).

Дія складової F_d зведена до випадку чисто індуктивного чи чисто ємнісного навантаження. Складова F_d є поздовжньою МРС реакції якоря і діє розмагнічуючи чи намагнічуючи, тобто послабляє або підсилює результуюче поле.

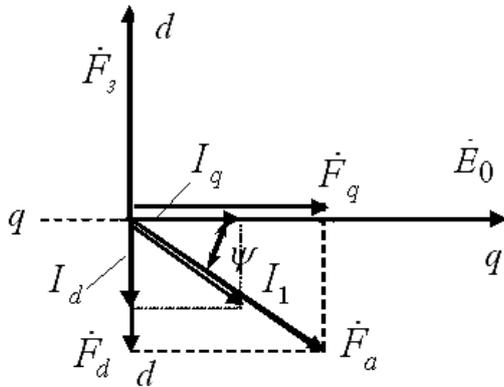


Рис. 38.7. Векторна діаграма МРС СГ при активно-індуктивному навантаженні

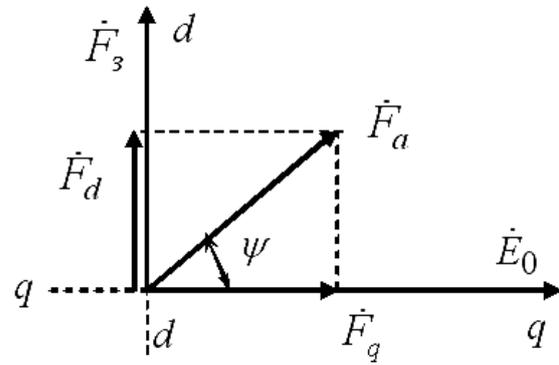


Рис. 38.8. Векторна діаграма МРС СГ при активно-ємнісному навантаженні

Дія МРС F_q зведена до випадку чисто активного навантаження. Складова F_q є поперечною МРС реакції якоря і впливає на поле, спотворюючи його розподіл у повітряному зазорі порівняно з розподілом у режимі неробочого ходу.

Крім потоків збудження Φ_z та якоря Φ_a , при навантаженні СМ є потік розсіяння обмотки статора $\Phi_{\sigma 1}$. Цей потік зчеплений тільки з обмоткою статора і пропорційний струму цієї обмотки.

38.4. Приведення магніторушійної сили якоря

При розрахунку та побудові векторних діаграм навантажених синхронних машин доводиться визначати результуючу МРС від спільної дії обмоток якоря і збудження. Але ці обмотки мають різний просторовий розподіл, тому чисельно рівні МРС цих обмоток створюють неоднакові перші гармоніки потоків у зазорі машини. Необхідно привести одну МРС до іншої.

МРС якоря приводять до МРС збудження. МРС F_d та F_q замінюють еквівалентними, тобто такими, які створюють такі ж поля першої гармоніки, що і МРС збудження. МРС обмотки збудження F_{zd} , еквівалентну МРС реакції якоря по поздовжній осі, знаходять з умови рівності перших гармонійних, створюваних цими МРС:

$$\frac{\mu_o}{\delta \cdot k_\delta \cdot k_{\mu d}} \cdot F_{zd} \cdot k_f = \frac{\mu_o}{\delta \cdot k_\delta \cdot k_{\mu d}} \cdot F_d \cdot k_{ad}, \quad (38.8)$$

звідки приведенне значення МРС F'_{ad} позовдовжньої реакції якоря

$$F'_{ad} = F_{zd} = \frac{k_{ad}}{k_f} \cdot F_d = k_d \cdot F_d, \quad (38.9)$$

де
$$k_d = k_{ad} / k_f. \quad (38.10)$$

Коефіцієнт k_d називається коефіцієнтом приведення МРС реакції якоря по позовдовжній осі до МРС обмотки збудження, чи коефіцієнтом позовдовжньої реакції якоря.

Аналогічно приведенне значення МРС F'_{aq} для поперечної реакції якоря

$$F'_{aq} = F_{zq} = \frac{k_{aq}}{k_f} \cdot F_q = k_q \cdot F_q, \quad (38.11)$$

де
$$k_q = k_{aq} / k_f - \quad (38.12)$$

коефіцієнт поперечної реакції якоря.

У неявнополюсних машинах МРС F_a не розкладають на складові і приведенне значення МРС реакції якоря дорівнює

$$F'_a = k_d \cdot F_a. \quad (38.13)$$

38.5. Індуктивні опори реакції якоря

Основні гармоніки МРС реакції якоря по позовдовжній і поперечній осях створюють у магнітопроводі синхронної явнополюсної машини магнітні потоки реакції якоря з амплітудами

$$\begin{aligned} \Phi_{ad} &= F_d / R_{\mu d}; \\ \Phi_{aq} &= F_q / R_{\mu q}, \end{aligned} \quad (38.14)$$

де $R_{\mu d}$, $R_{\mu q}$ – магнітні опори синхронної машини потокам основної гармоніки по позовдовжній і поперечній осях.

В явнополюсних синхронних машинах магнітні опори по позовдовжній і поперечній осях неоднакові: $R_{\mu d} < R_{\mu q}$, отже, неоднакові і магнітні потоки реакції якоря $\Phi_{ad} > \Phi_{aq}$.

Потоки Φ_{ad} та Φ_{aq} обертаються синхронно з ротором та індують в обмотці статора ЕРС поздовжньої (E_{ad}) і поперечної (E_{aq}) реакцій якоря

$$\begin{aligned} E_{ad} &= 4,44 \cdot f_1 \cdot w_\phi \cdot \kappa_{об} \cdot \Phi_{ad}; \\ E_{aq} &= 4,44 \cdot f_1 \cdot w_\phi \cdot \kappa_{об} \cdot \Phi_{aq}. \end{aligned} \quad (38.15)$$

ЕРС E_{ad} і E_{aq} можна також представити так:

$$\begin{aligned} \dot{E}_{ad} &= -j x_{ad} \cdot \dot{I}_d; \\ \dot{E}_{aq} &= -j x_{aq} \cdot \dot{I}_q, \end{aligned} \quad (38.16)$$

де x_{ad} і x_{aq} – індуктивні опори реакції якоря по поздовжній і поперечній осях

$$x_{ad} = x_a \cdot k_{ad}; \quad x_{aq} = x_a \cdot k_{aq}. \quad (38.17)$$

Тут x_a – індуктивний опір реакції якоря при рівномірному повітряному зазорі, що представляє собою головний індуктивний опір обмотки статора ($Ом$)

$$x_a = 2,5 \cdot 10^{-6} \cdot m_1 \cdot f_1 \cdot \frac{D_1 \cdot l_1}{\delta \cdot k_\delta \cdot k_\mu} \cdot \left(\frac{w_\phi \cdot \kappa_{об}}{p} \right)^2, \quad (38.18)$$

де D_1 – внутрішній діаметр осердя статора, м;

l_1 – розрахункова довжина осердя статора, м.

Додаючи індуктивний опір реакції якоря по даній осі й індуктивний опір розсіяння x_1 , однаковий для обох осей, дістаємо

$$\begin{aligned} x_d &= x_{ad} + x_1; \\ x_q &= x_{aq} + x_1, \end{aligned} \quad (38.19)$$

де x_d , x_q – поздовжній і поперечний індуктивні опори обмотки якоря.

У синхронній **явнополюсній** машині магнітні провідності по осях неоднакові, а саме по поздовжній осі магнітна провідність більше, тому

$$x_d > x_q. \quad (38.20)$$

Значення цих же параметрів при насиченні будуть відповідно менші, тому що магнітна провідність при насиченні магнітного кола, що містить сталь, зменшується

$$x_{d_{нас}} < x_d; \quad x_{q_{нас}} < x_q. \quad (38.21)$$

Для **неявнополюсних** машин через рівномірність повітряного зазору

$$\begin{aligned}x_{ad} &= x_{aq} = x_a; \\x_d &= x_q = x_a + x_1 = x_c.\end{aligned}\quad (38.22)$$

39. ВЕКТОРНІ ДІАГРАМИ СИНХРОННИХ ГЕНЕРАТОРІВ

39.1. Рівняння напруги

Напруга на виводах синхронного генератора, що працює з навантаженням, відрізняється від напруги в режимі неробочого ходу. Це пояснюється впливом ряду факторів: реакцією якоря, наявністю магнітного потоку розсіяння обмотки якоря, падінням напруги на активному опорі обмотки якоря.

У навантаженій машині діють декілька МРС, що, взаємодіючи, створюють результуючий магнітний потік. Однак умовно виходять із припущення незалежної дії всіх МРС генератора, тобто передбачається, що кожна МРС створює свій власний магнітний потік.

В явнополюсному синхронному генераторі:

- МРС обмотки збудження F_3 утворює магнітний потік збудження Φ_3 , що індукуює в обмотці статора ЕРС E_0 ;
- поздовжня складова МРС реакції якоря F_{ad} утворює поздовжній потік реакції якоря Φ_{ad} , що індукуює в обмотці якоря ЕРС реакції якоря по поздовжній осі $\dot{E}_{ad} = -jx_{ad} \cdot \dot{I}_d$;
- поперечна складова МРС реакції якоря F_{aq} утворює поперечний потік реакції якоря Φ_{aq} , що індукуює в обмотці якоря ЕРС реакції якоря по поперечній осі $\dot{E}_{aq} = -jx_{aq} \cdot \dot{I}_q$;
- магнітний потік розсіяння обмотки якоря $\Phi_{\sigma 1}$ індукуює в обмотці якоря ЕРС розсіяння $\dot{E}_{\sigma 1} = -j\dot{I}_1 \cdot x_1$, де x_1 – індуктивний опір розсіяння обмотки статора;
- струм в обмотці якоря I_1 утворює активне падіння напруги в активному опорі фазної обмотки статора $I_1 \cdot r_1$.

Геометрична сума усіх вище зазначених величин дає **значення напруги на виводах синхронного явнополюсного генератора**

$$\dot{U}_1 = \dot{E}_0 + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq} + \dot{E}_{\sigma 1} - \dot{I}_1 \cdot r_1. \quad (39.1)$$

Робочий процес у синхронній явнополюсній машині може бути представлений у вигляді структурного ланцюжка, наведеного на рис. 39.1.

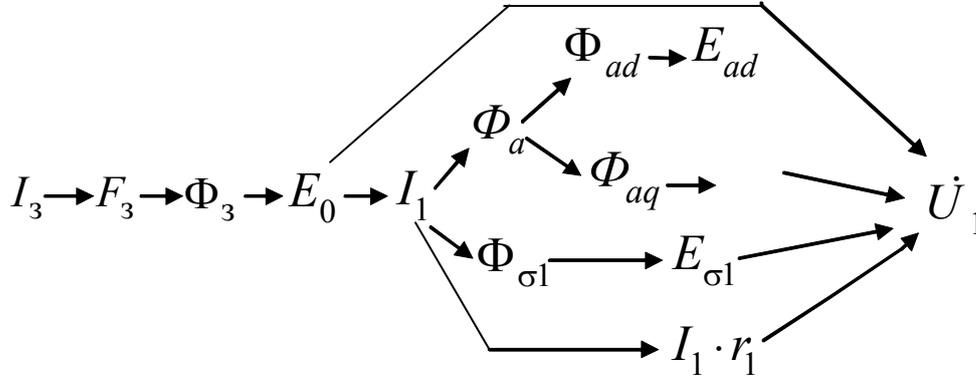


Рис. 39.1. Структурний ланцюжок робочого процесу в явнополюсному СГ

У неявнополюсному СГ реакція якоря характеризується повною величиною МРС реакції якоря F_a без поділу її по осях. ЕРС реакції якоря пропорційна індуктивному опорі реакції якоря x_a , тобто

$$\dot{E}_a = -jx_a \cdot \dot{I}_a. \quad (39.2)$$

Рівняння електричної рівноваги для **неявнополюсного синхронного генератора** має вигляд

$$\dot{U}_1 = \dot{E}_0 + \dot{E}_a + \dot{E}_{\sigma 1} - \dot{I}_1 \cdot r_1. \quad (39.3)$$

Крім того, оскільки потік реакції якоря Φ_a та потік розсіяння $\Phi_{\sigma 1}$ створюються тим самим струмом I_1 , то індуктивні опори x_a та x_1 у неявнополюсних синхронних машинах доцільно розглядати як суму

$$x_c = x_a + x_1, \quad (39.4)$$

де x_c називають синхронним індуктивним опором неявнополюсної СМ.

Тоді рівняння 39.3 можна записати у такому вигляді:

$$\dot{U}_1 = \dot{E}_0 + \dot{E}_c - \dot{I}_1 \cdot r_1, \quad (39.5)$$

де \dot{E}_c – синхронна ЕРС неявнополюсної СМ

$$\dot{E}_c = \dot{E}_a + \dot{E}_{\sigma 1} = -j\dot{I}_1 \cdot x_a - j\dot{I}_1 \cdot x_1 = -j\dot{I}_1 \cdot x_c. \quad (39.6)$$

Підставивши рівняння 39.6 у 39.5, дістаємо

$$\dot{U}_1 = \dot{E}_0 - \dot{I}_1 \cdot (r_1 + jx_c). \quad (39.7)$$

39.2. Спрощена векторна діаграма СГ

Векторні діаграми займають значне місце в теорії синхронних машин. Запропоновано багато способів побудови векторних діаграм. Принципова їхня відмінність полягає в урахуванні реакції якоря. Крім того, діаграми відрізняються точністю, що пов'язано, насамперед, з урахуванням насичення машини.

Векторні діаграми будуються при симетричному навантаженні трифазного СГ. Це дозволяє розглядати тільки одну фазу.

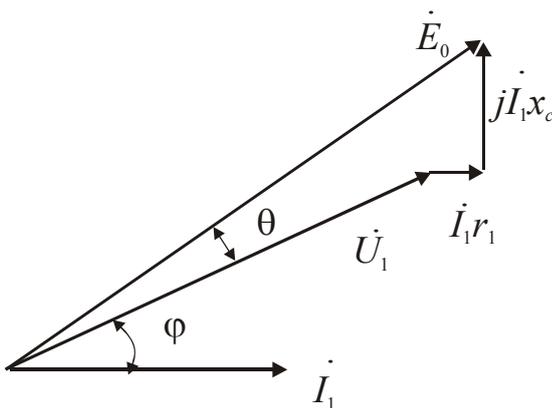


Рис. 39.2. Спрощена векторна діаграма СГ при R-L навантаженні

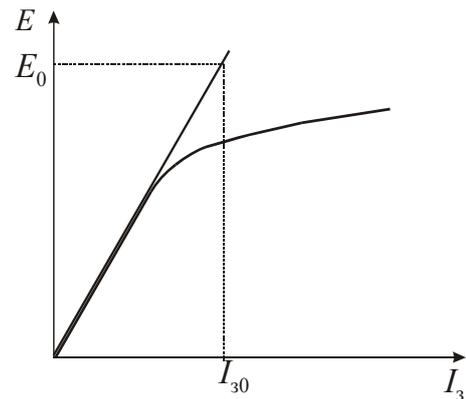


Рис. 39.3. Визначення струму збудження

При якісному розгляді процесів у генераторі користуються спрощеною векторною діаграмою неявнополюсного генератора, побудованою без урахування насичення. Векторну діаграму будують за рівнянням

$$\dot{E}_0 = \dot{U}_1 + \dot{I}_1 \cdot r_1 + j \dot{I}_1 \cdot x_c. \quad (39.8)$$

В обраному масштабі відкладають вектор напруги \dot{U}_1 та під кутом φ у бік відставання вектор струму \dot{I}_1 (рис. 39.2) при активно-індуктивному навантаженні (R-L).

До вектора напруги \dot{U}_1 додають вектор падіння напруги в активному опорі $\dot{I}_1 \cdot r_1$ та вектор падіння напруги в синхронному індуктивному опорі $j \dot{I}_1 \cdot x_c$, спрямований перпендикулярно вектору струму у бік випередження. Цю суму замикає вектор ЕРС \dot{E}_0 .

Струм збудження I_{30} , що відповідає знайденій ЕРС E_0 , визначається за спрямленою частиною характеристики неробочого ходу (рис. 39.3).

39.3. Векторна діаграма Потьє

Діаграма запропонована *для неявнополюсних насичених синхронних машин*.

Мета побудови векторної діаграми:

- визначити МРС збудження синхронної машини $F_{3Н}$, необхідну для забезпечення номінального режиму роботи при заданих номінальних напрузі U_H , струмі якоря $I_{1Н}$ та коефіцієнті потужності $\cos \varphi_H$;
- визначити ЕРС на затисках СГ у режимі неробочого ходу (при скиданні навантаження) та незмінному значенні МРС збудження $F_{3Н}$.

При побудові діаграми заданими є характеристика неробочого ходу (ХНХ) $E_0 = f(F_3)$, а також величини U_H , $I_{1Н}$, $\cos \varphi_H$, r_1 , x_1 , x_a .

Векторну діаграму будують у такій послідовності.

Задаючись напрямком, відкладають вектор напруги U_H та під кутом φ_H вектор струму $I_{1Н}$ (рис. 39.4).

За ХНХ за значенням U_H визначають МРС збудження F_{30} , яка забезпечує у режимі НХ на виході генератора ЕРС $E_0 = U_H$ (рис. 39.4).

До вектора напруги \dot{U}_H додають вектори, що враховують падіння напруги в активному r_1 та індуктивному x_a опорах обмотки статора.

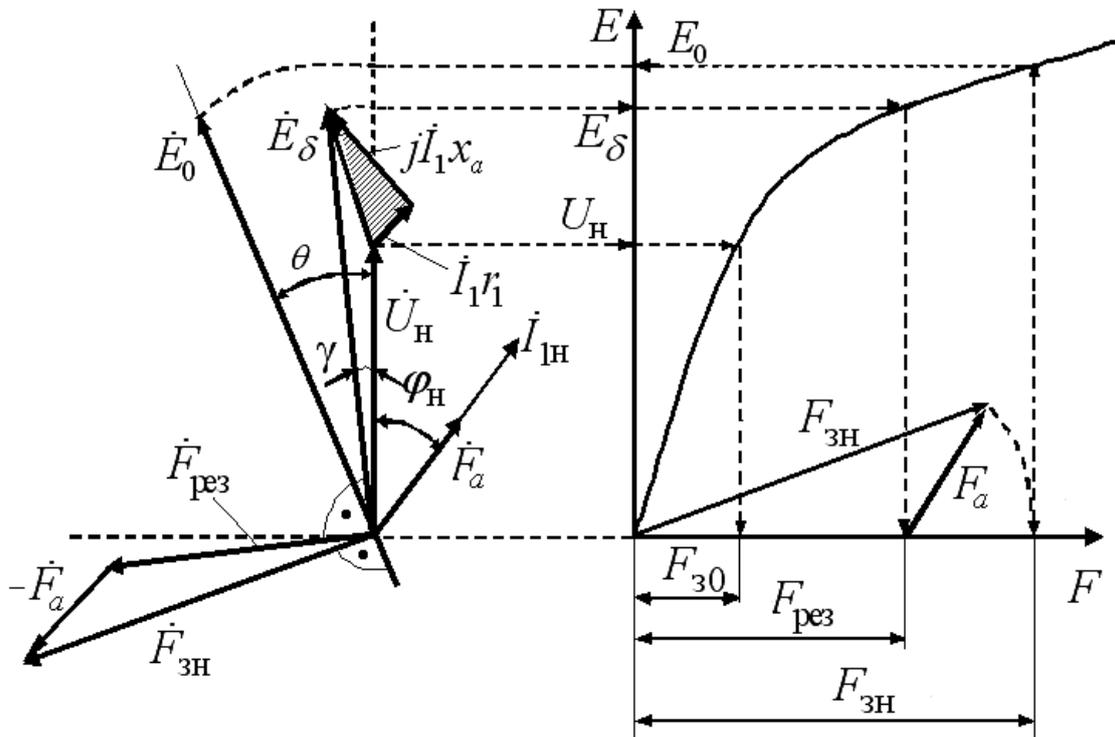


Рис. 39.4. Побудова векторної діаграми Потьє

Отримана величина ЕРС E_δ є результуючою ЕРС, що наводиться в обмотці статора результуючим магнітним потоком $\dot{\Phi}_{\text{рез}}$, створеним спільною дією МРС обмотки збудження та МРС обмотки якоря

$$\dot{F}_{\text{рез}} = \dot{F}_z + \dot{F}_a. \quad (39.9)$$

За значенням E_δ характеристики НХ визначають величину результуючої МРС – $F_{\text{рез}}$. Це дозволяє правильно врахувати ступінь насичення. На векторній діаграмі відкладають вектор $F_{\text{рез}}$, що випереджає ЕРС E_δ на кут $\pi/2$.

МРС F_a створюється струмом якоря $I_{1\text{н}}$ та збігається з ним за фазою. МРС F_a визначається розрахунковим шляхом:

$$F_a = 0,45 \cdot m_1 \cdot I_{1\text{н}} \cdot w_\phi \cdot k_{\text{обл}} / p.$$

Виходячи з рівняння (39.9), графічним шляхом визначають шукану МРС обмотки збудження при номінальному навантаженні $F_{\text{зн}}$

$$\dot{F}_{\text{зн}} = \dot{F}_{\text{рез}} - \dot{F}_a. \quad (39.10)$$

Отримане значення $F_{\text{зн}}$ дає можливість за ХНХ визначити величину ЕРС E_0 . На векторній діаграмі ця ЕРС E_0 відкладається під кутом $\pi/2$ до вектора МРС $F_{\text{зн}}$ у бік відставання.

Аналогічний трикутник МРС будується на характеристиці НХ у припущенні, що кут $\gamma = 0$ (у дійсності $\gamma = (3 \div 5)^\circ$). Оскільки вектор ЕРС \dot{E}_0 відстає від ЕРС $F_{\text{зн}}$ на кут $\pi/2$, то напрямок вектора ЕРС \dot{E}_0 визначається на векторній діаграмі, а величина \dot{E}_0 відома з побудов, виконаних за характеристикою НХ. Наведені побудови виконані для випадку активно-індуктивного навантаження. Послідовність побудови при активно-ємнісному навантаженні аналогічна.

39.4. Векторна діаграма Блонделя

Векторна діаграма явнополюсного генератора може бути побудована за рівнянням (39.1)

$$\dot{U}_1 = \dot{E}_0 + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq} - j\dot{I}_1 \cdot x_1 - \dot{I}_1 \cdot r_1,$$

якщо відомий кут ψ між векторами \dot{E}_0 та \dot{I}_1 .

Така діаграма при активно-індуктивному навантаженні показана на рис. 39.5.

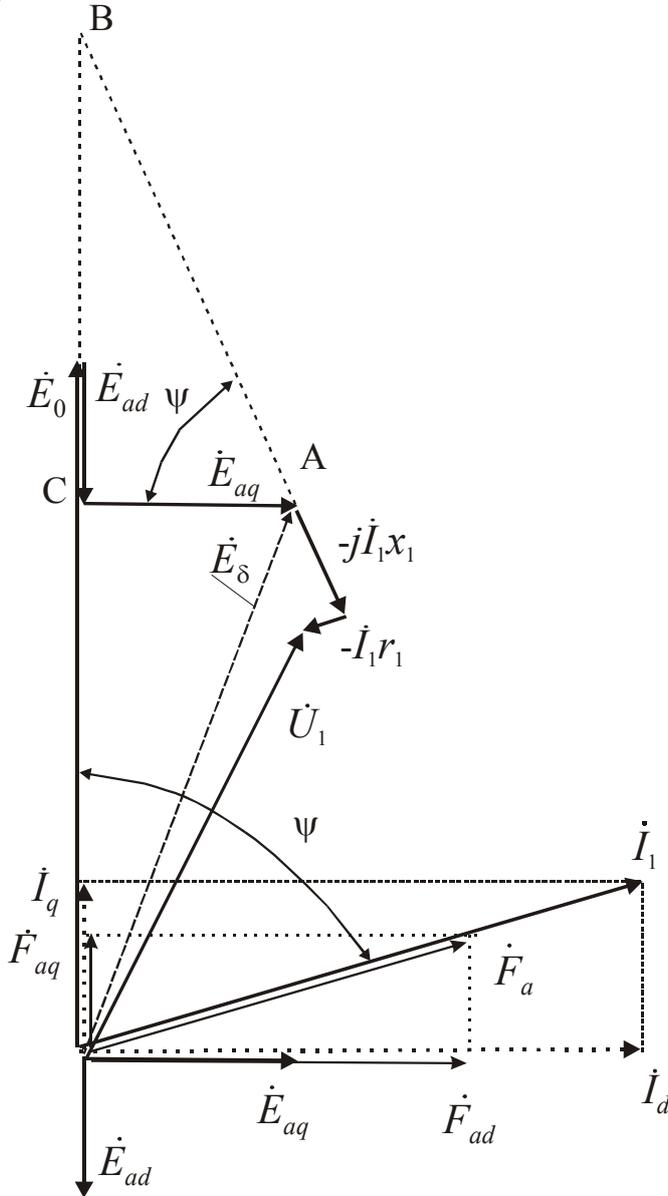


Рис. 39.5. Векторна діаграма явнопольсного СГ

Струм якоря поділяють на складові по повздовжній та поперечній осях

$$I_d = I_1 \cdot \sin \psi ,$$

$$I_q = I_1 \cdot \cos \psi .$$

Струми I_d та I_q створюють обертові МРС повздовжньої та поперечної реакції якоря F_{ad} та F_{aq} .

Вектори МРС \dot{F}_{ad} та \dot{F}_{aq} спрямовані за напрямком їхніх струмів. Потоки Φ_{ad} та Φ_{aq} , створені цими МРС, обертаються синхронно з ротором та індукують в обмотці якоря ЕРС E_{ad} та E_{aq} . Вектори ЕРС \dot{E}_{ad} та \dot{E}_{aq} відстають від відповідних векторів МРС на кут $\pi / 2$.

Сума ЕРС від поля полюсів \dot{E}_0 , поля поздовжньої реакції якоря \dot{E}_{ad} та поля поперечної реакції якоря \dot{E}_{aq} дає результуючу ЕРС у повітряному зазорі E_δ

$$\dot{E}_\delta = \dot{E}_0 + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq} . \tag{39.11}$$

Напряга фази обмотки генератора

$$\dot{U}_1 = \dot{E}_\delta - j\dot{I}_1 \cdot x_1 - \dot{I}_1 \cdot r_1 . \tag{39.12}$$

Продовжимо вектор $j\dot{I} \cdot x_1$ до перетину з вектором \dot{E}_0 .

У трикутнику АВС, що утворився, кут при вершині А дорівнює куту ψ , а гіпотенуза

$$AB = \frac{\overline{AC}}{\cos \psi} = \frac{E_{aq}}{\cos \psi}. \quad (39.13)$$

Останнім виразом користуються для побудови векторної діаграми Blondеля для насичених явнополюсних синхронних машин, коли відомі номінальні значення U_H , I_{1H} , $\cos \varphi_H$.

При цьому повинні бути відомі значення параметрів x_{ad} , x_{aq} , r_1 , x_1 , r_1 , x_1 , а також коефіцієнти приведення поля якоря до поля збудження k_q , k_d . Крім того, має бути задана характеристика неробочого ходу $E_0 = f(F_3)$.

Мета побудови діаграми – визначення величини ЕРС неробочого ходу E_0 та МРС збудження СГ при номінальному навантаженні F_{3H} . За значенням F_{3H} надалі розраховують число витків обмотки збудження.

Для побудови даної діаграми рівняння напруг (39.1) записують у вигляді

$$\dot{E}_0 = \dot{U}_1 + \dot{I}_1 \cdot r_1 + j\dot{I}_1 \cdot x_1 - \dot{E}_{aq} - \dot{E}_{ad}. \quad (39.14)$$

Послідовність побудови діаграми

Задаючи напрямок вектора напруги U_H , відкладають під кутом φ_H вектор струму I_H та визначають положення точки А (рис. 39.6) за рівнянням

$$\dot{E}_\delta = \dot{U}_H + \dot{I}_1 \cdot r_1 + j\dot{I}_1 \cdot x_1.$$

Розраховують значення МРС реакції якоря по поперечній осі (приведене до ОЗ)

$$F'_{aq} = k_q \cdot F_a \cdot \cos \psi. \quad (39.15)$$

З виразу (39.15) знаходять величину

$$\frac{F'_{aq}}{\cos \psi} = k_q \cdot F_a. \quad (39.16)$$

Магнітне коло синхронної явнополюсної машини по поперечній осі q ненасичене. Тому значення $F'_{aq} / \cos \psi$ відкладають на ХНХ від початку координат по осі МРС, а по осі ординат знаходять відповідне значення ЕРС $E_{aq} / \cos \psi$ (рис. 39.6).

Знайдену величину ЕРС $E_{aq} / \cos \psi$ відкладають як відрізок АВ на продовженні вектора $j\dot{I}_1 x_1$. З'єднують точку В з початком векторної діаграми, визначаючи таким чином напрямок вектора ЕРС \dot{E}_0 та величину кута ψ . Розраховують величину МРС поздовжньої реакції якоря

$$F'_{ad} = k_d \cdot F_a \cdot \sin \psi .$$

З точки А проводять відрізок АС, перпендикулярний лінії ОВ, та визначають вектор ЕРС $\dot{E}_{aq} = -j\dot{I}_{aq} \cdot x_{aq}$. Відрізок ОС = $E_{\delta d}$ дорівнює результуючої ЕРС по поздовжній осі від результуючого поля по поздовжній осі $F_{резd}$, яке створено двома МРС, що діють по цій осі, а саме МРС збудження $F_{зН}$ та МРС поздовжньої реакції якоря F'_{ad}

$$\dot{F}_{резd} = \dot{F}_{зН} + \dot{F}'_{ad} . \tag{39.17}$$

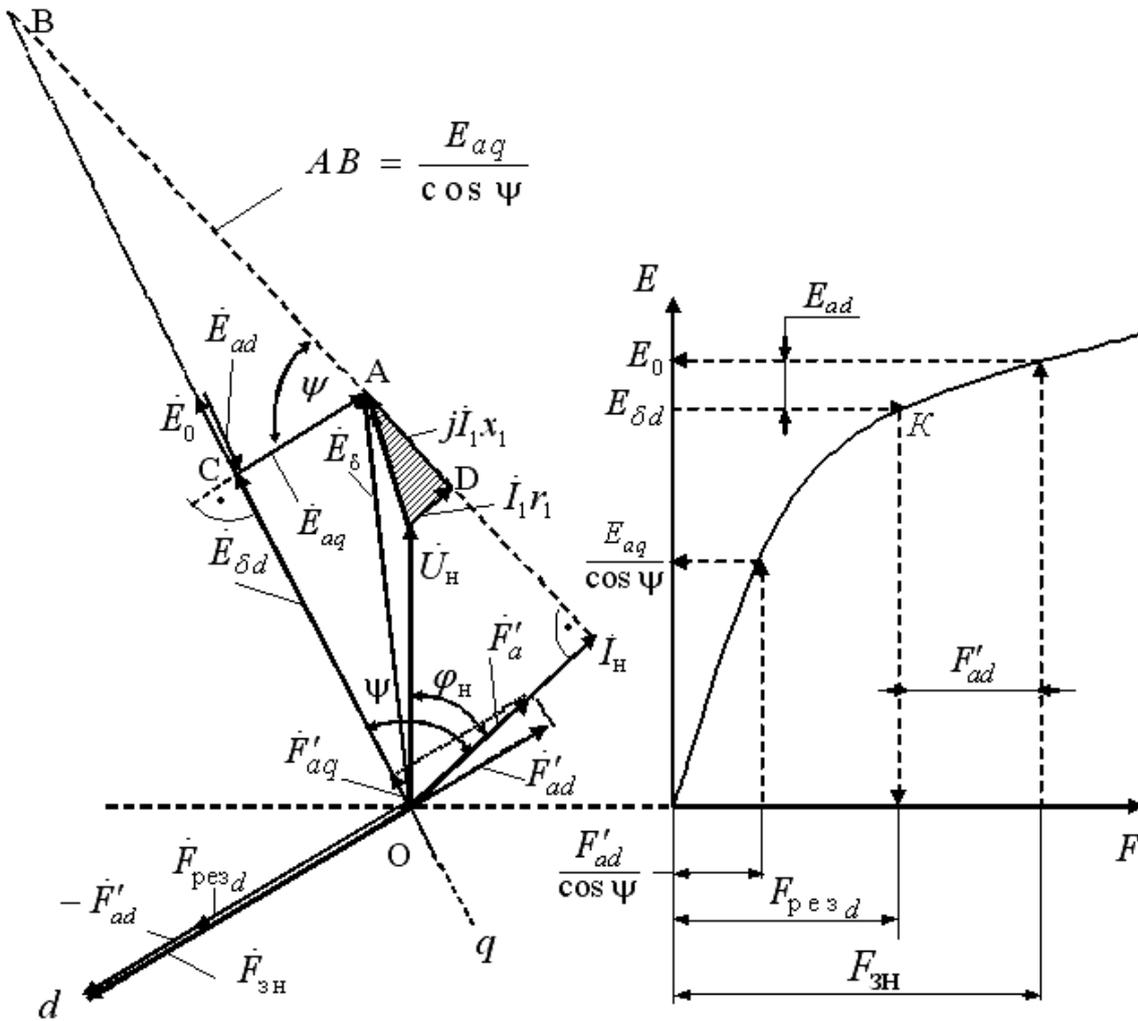


Рис. 39.6. Побудова векторної діаграми Блонделя

Ступінь насичення машини по поздовжній осі характеризується магнітним потоком, що створює ЕРС по поздовжній осі $E_{\delta d}$. Тому, відкладаючи по осі ординат характеристики НХ значення $E_{\delta d}$, дістають на ній точку K (рис. 39.6), що характеризує ступінь насичення магнітної системи СГ. Від точки K по горизонталі відкладають МРС F'_{ad} та знаходять вели-

чину МРС збудження при номінальному навантаженні $F_{\text{зн}}$, а також значення ЕРС поздовжньої реакції якоря E_{ad} з урахуванням насичення.

За значенням ЕРС $E_{\delta d}$ знаходять значення результуючої МРС $F_{\text{рез}d}$. На векторній діаграмі вектор МРС $\dot{F}_{\text{рез}d}$ відкладають у бік випередження відносно вектора ЕРС $\dot{E}_{\delta d}$.

Вектор МРС збудження при номінальному навантаженні визначають з рівняння

$$\dot{F}_{\text{зн}} = \dot{F}_{\text{рез}d} - \dot{F}'_{ad}. \quad (39.18)$$

Тому до вектора $\dot{F}_{\text{рез}d}$ додають вектор $-\dot{F}'_{ad}$ та визначають вектор МРС збудження при номінальному навантаженні $\dot{F}_{\text{зн}}$.

За характеристикою неробочого ходу визначають величину ЕРС неробочого ходу E_0 та відкладають вектор \dot{E}_0 на векторній діаграмі.

39.5. Видозмінена векторна діаграма

Заміняємо в рівнянні (39.14) значення ЕРС падіннями напруг на індуктивних опорах

$$\begin{cases} \dot{E}_{ad} = -j\dot{I}_d \cdot x_{ad}; \\ \dot{E}_{aq} = -j\dot{I}_q \cdot x_{aq}, \end{cases} \quad (39.19)$$

дістаємо

$$\dot{E}_0 = \dot{U}_1 + \dot{I}_1 \cdot r_1 + j\dot{I}_1 \cdot x_1 + j\dot{I}_d \cdot x_{ad} + j\dot{I}_q \cdot x_{aq}. \quad (39.20)$$

У цьому рівнянні

$$j\dot{I}_1 \cdot x_1 = j\dot{I}_d \cdot x_1 + j\dot{I}_q \cdot x_1. \quad (39.21)$$

Зробивши перетворення, дістаємо рівняння напруги явнополюсного СГ

$$\dot{E}_0 = \dot{U}_1 + \dot{I}_1 \cdot r_1 + j\dot{I}_d \cdot x_d + j\dot{I}_q \cdot x_q, \quad (39.22)$$

де $x_d = x_{ad} + x_1$; $x_q = x_{aq} + x_1$.

За векторною діаграмою Blondеля на рис. 39.6 визначимо відрізок \overline{DB}

$$\overline{DB} = I_1 \cdot x_1 + \frac{E_{aq}}{\cos \psi} = I_1 \cdot x_1 + \frac{I_q}{\cos \psi} \cdot x_{aq} = I_1 \cdot x_1 + I_1 \cdot x_{aq} = I_1 \cdot x_q. \quad (39.23)$$

Видозмінена векторна діаграма будується за рівнянням (39.22) за заданими номінальними значеннями $U_{\text{н}}$, $I_{\text{н}}$, $\cos \varphi_{\text{н}}$ без застосування ХНХ.

Повинні бути відомі значення синхронних індуктивних опорів $x_{d_{нас}}$ та x_q . Відкладають вектори напруги та струму якоря (рис. 39.7).

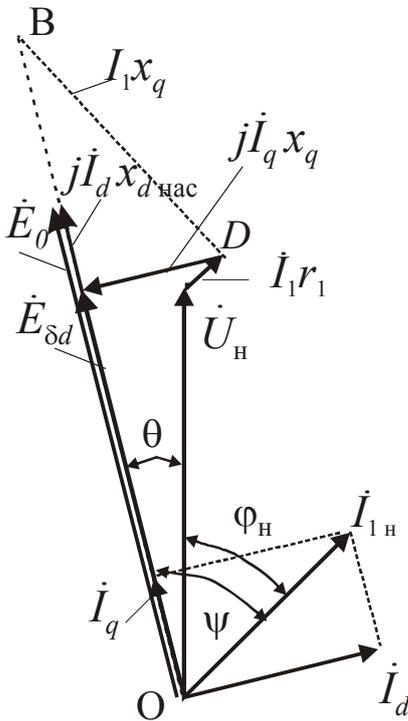


Рис. 39.7. Видозмінена векторна діаграма явноплюсного СГ

До кінця вектора напруги додають вектор падіння напруги на активному опорі обмотки якоря $I_1 \cdot r_1$ та одержують точку D . Під кутом $\pi/2$ до вектора струму якоря проводять відрізок $DB = I_1 \cdot x_q$.

Точку B з'єднують з початком векторної діаграми та дістають напрямком вектора ЕРС \dot{E}_0 і величину кута ψ .

Тепер можуть бути визначені складові струму якоря

$$I_q = I_1 \cdot \cos \psi,$$

$$I_d = I_1 \cdot \sin \psi.$$

Перпендикуляр, опущений із точки D на лінію OB , дає вектор $jI_q \cdot x_q$.

Відкладаючи в масштабі напруги з кінця вектора $jI_q \cdot x_q$ по лінії OB вектор $jI_d \cdot x_{d_{нас}}$, дістають вектор ЕРС \dot{E}_0 .

40. ХАРАКТЕРИСТИКИ СИНХРОННИХ ГЕНЕРАТОРІВ ПРИ РОБОТІ НА АВТОНОМНЕ НАВАНТАЖЕННЯ

40.1. Характеристика неробочого ходу

Характеристика неробочого ходу (ХНХ) являє собою графік залежності напруги на виході генератора в режимі НХ $U_1 = E_0$ від струму збудження I_3 при $n_1 = const$.

ХНХ обумовлюється магнітними властивостями СМ та є однією з основних характеристик. ХНХ можна дістати чи з розрахунку магнітного кола машини, чи дослідним шляхом.

Схема вмикання СГ для зняття характеристики НХ наведена на рис. 40.1,а.

Якщо характеристики НХ різних СГ зобразити у відносних одиницях $E_0^* = f(I_3^*)$, то вони будуть мало відрізнятися від «нормальної» характеристики НХ (рис. 40.1,б).

«Нормальна» ХНХ побудована за середніми даними великої кількості реальних характеристик генераторів та використовується при розрахунках СГ.

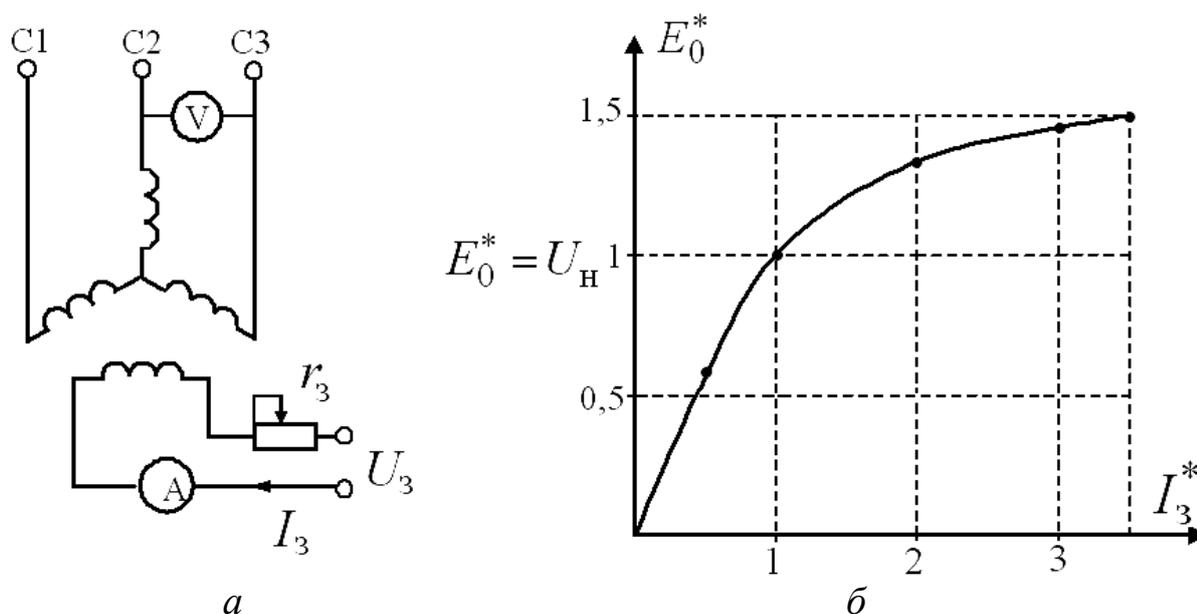


Рис. 40.1. Схема вмикання СГ у режимі НХ –а, «нормальна» ХНХ –б

Дані «нормальної» ХНХ наведені у табл. 40.1. У таблиці ЕРС та струм збудження наведені у відносних одиницях

$$E_0^* = \frac{E_0}{U_H}; \quad I_{30}^* = \frac{I_3}{I_{30}}. \quad (40.1)$$

Тут I_{30} – струм збудження в режимі НХ при $E_0 = U_H$.

Таблиця 40.1

Значення ЕРС та струму збудження для «нормальної» ХНХ

Струм збудження	I_3^*	0,45	1,0	1,45	2	2,45	3	3,45
Турбогенератори	E_0^*	0,458	1,0	1,21	1,33	1,4	1,46	1,451
Гідрогенератори	E_0^*	0,453	1,0	1,23	1,3	-	-	-

40.2. Характеристика короткого замикання

Тут розглядається стале коротке замикання (КЗ) для випадку, коли всі три фази замкнуті безпосередньо на затискачах генератора (рис. 40.2,а).

Характеристика КЗ – це залежність сталого струму трифазного КЗ від струму збудження при постійній частоті обертання ротора: $I_K = f(I_3)$ при $n = const$ (рис. 40.2,б). При обертанні СГ струм збудження збільшують до значення, при якому струм КЗ перевищує номінальне значення струму статора не більше ніж на 25 %, тобто $I_K = (0 \div 1,25) \cdot I_{1Н}$.

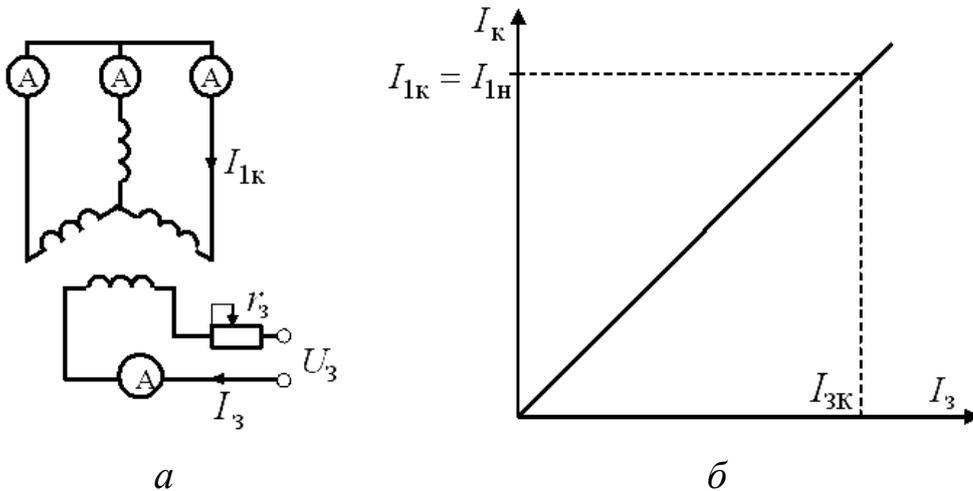


Рис. 40.2. Схема вмикання СГ у режимі КЗ –а;
характеристика КЗ –б

Оскільки активний опір обмотки статора малий ($r_1 \approx 0$), то можна вважати, що при досліді КЗ обмотка якоря має тільки індуктивний опір та струм КЗ відстає від ЕРС на кут $\psi = 90^\circ$. Тому $I_q = 0$, $I_1 = I_d = I_K$ і реакція якоря буде поздовжньо розмагнічуючою.

Через дію реакції якоря, що розмагнічує, при короткому замиканні магнітне коло машини слабо насичене й тому характеристика $I_K = f(I_3)$ являє собою лінійну залежність (рис. 40.2,б).

Рівняння електричної рівноваги (39.1) при $U = 0$ має вигляд

$$0 = \dot{E}_0 + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{\sigma 1}, \quad (40.2)$$

де $\dot{E}_{ad} = -j\dot{I}_d \cdot x_{ad} = j\dot{I}_K \cdot x_{ad}$ – ЕРС поздовжньої реакції якоря;

$\dot{E}_{\sigma 1} = -j\dot{I}_1 \cdot x_1 = -j\dot{I}_K \cdot x_1$ – ЕРС розсіяння.

З урахуванням останніх виразів рівняння (40.2) набирає вигляду

$$\dot{E}_0 = j\dot{I}_K \cdot x_{ad} + j\dot{I}_K \cdot x_1 = j\dot{I}_K \cdot x_d. \quad (40.3)$$

Цьому рівнянню відповідають векторна діаграма, показана на рис. 40.3, та схема заміщення – на рис. 40.4.

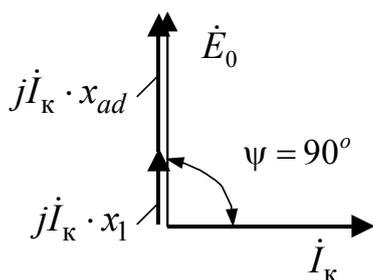


Рис. 40.3. Векторна діаграма СГ при трифазному КЗ

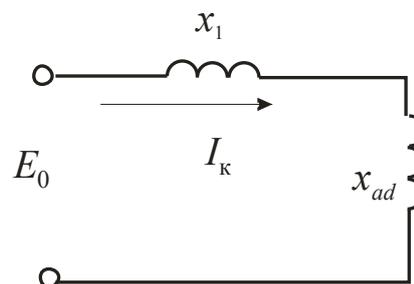


Рис. 40.4. Схема заміщення СГ при трифазному КЗ

40.3. Дослідне визначення опору x_d

Поздовжній синхронний індуктивний опір x_d можна визначити за характеристиками НХ та трифазного КЗ. З векторної діаграми та схеми заміщення для режиму КЗ, наведених на рис. 40.3 та рис. 40.4:

$$x_d = E_0 / I_k, \quad (40.4)$$

де $x_d = x_{ad} + x_1$.

Звичайно знаходять ненасичене значення цього опору та позначають його $x_{d\infty}$.

Якщо при U_H за ХНХ визначити струм збудження I_{30} (рис. 40.5), то при ненасиченій магнітній системі (що має місце в режимі КЗ) ЕРС E'_0 , що відповідає струму I_{30} , визначається за спрямленою частиною характеристики НХ. Шукана ЕРС E'_0 дорівнює відрізку \overline{AD} .

При цьому ж значенні струму збудження I_{30} за характеристикою КЗ визначають струм КЗ I_k . Він дорівнює відрізку \overline{AH} .

Ненасичене значення синхронного індуктивного опору

$$x_{d\infty} = \frac{E'_0}{I_k} = \frac{\overline{AD}}{\overline{AH}} \quad (40.5)$$

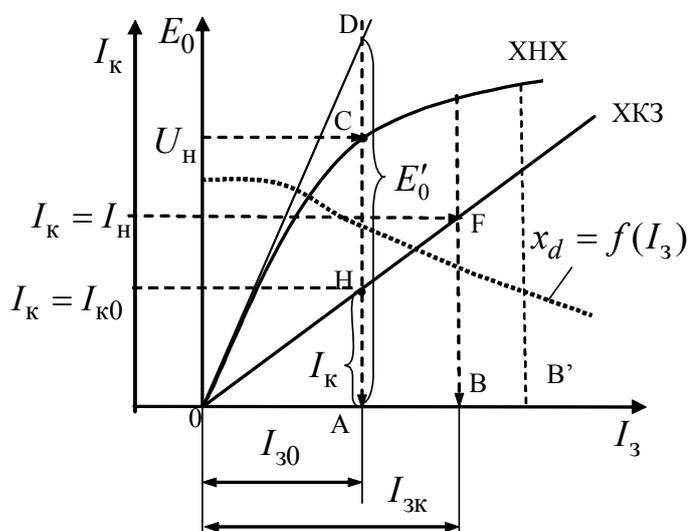


Рис. 40.5. Визначення x_d

Якщо взяти значення E_0 на криволінійній частині ХНХ, то насичене значення $x_{d_{\text{нас}}}$ дорівнює

$$x_{d_{\text{нас}}} = \frac{\overline{AC}}{\overline{AH}}. \quad (40.6)$$

Зробимо перетворення виразу (40.6)

$$x_{d_{\text{нас}}} = \frac{\overline{AC}}{\overline{AH}} \cdot \frac{\overline{AD}}{\overline{AD}} = \frac{x_{d\infty}}{k_{\mu d}}, \quad (40.7)$$

де $k_{\mu d} = \frac{\overline{AD}}{\overline{AC}}$ – коефіцієнт насичення магнітного кола.

При навантаженні СМ магнітна система насичена, тому для визначення властивостей СМ необхідно користатися насиченим значенням $x_{d_{\text{нас}}}$, яке можна визначити, знаючи ненасичене значення $x_{d\infty}$ та коефіцієнт насичення для заданого струму збудження.

Величину синхронного індуктивного опору звичайно виражають у відносних одиницях

$$x_d^* = \frac{x_d}{z_{\sigma}} = \frac{x_d \cdot I_H}{U_H} = \frac{E_0 \cdot I_H}{U_H \cdot I_K} = \frac{E_0^*}{I_K^*}, \quad (40.8)$$

де $E_0^* = \frac{E_0}{U_H}$, $I_K^* = \frac{I_K}{I_H}$ – відносні значення ЕРС неробочого ходу та струму КЗ.

Залежність $x_d = f(I_3)$ можна побудувати, якщо визначити x_d для ряду значень I_3 (точки $B, B' \dots$). При збільшенні насичення значення x_d зменшується (рис. 40.5).

40.4. Відношення короткого замикання

Найважливішим показником синхронної машини є **відношення короткого замикання (ВКЗ)**. ВКЗ називають відношення сталого струму КЗ $I_{к0}$ до номінального струму якоря при збудженні неробочого ходу I_{30} , тобто при збудженні, що при номінальній частоті обертання машини та розімкнутій обмотці якоря дає на затискачах машини номінальну напругу (рис. 40.5)

$$ВКЗ = \frac{I_{к0}}{I_H}. \quad (40.9)$$

Знаючи величину $BKЗ$, можна визначити значення сталого струму КЗ при збудженні I_{30} неробочого ходу

$$I_{к0} = BKЗ \cdot I_{н}. \quad (40.10)$$

Для турбогенераторів $BKЗ = 0,4 \dots 0,7$, для гідрогенераторів $BKЗ = 1,0 \dots 1,4$. Отже, сталий струм КЗ у СМ порівняно невеликий та навіть може бути меншим від номінального.

Підставивши значення $I_{к0} = \frac{U_{н}}{x_d}$ у вираз (40.9), дістаємо

$$BKЗ = \frac{U_{н}}{I_{н} \cdot x_d} = \frac{1}{x_d^*}. \quad (40.11)$$

$BKЗ$ тим більше, чим менше відносне значення x_d^* та більше величина повітряного зазора δ між статором і ротором.

З подібності трикутників ОАН та ОВФ на рис. 40. 5 дістанемо

$$BKЗ = \frac{I_{к0}}{I_{н}} = \frac{\overline{АН}}{\overline{ВФ}} = \frac{\overline{ОА}}{\overline{ОВ}} = \frac{I_{30}}{I_{зк}}. \quad (40.12)$$

$BKЗ$ – це також відношення струму збудження, що відповідає номінальній напрузі при неробочому ході I_{30} , до струму збудження, що відповідає номінальному струму статора при трифазному короткому замиканні $I_{зк}$.

Величина $BKЗ$ важлива при експлуатації СМ. Вона показує кратність сталого струму КЗ та визначає значення потужності, якою можна навантажити генератор (статична стійкість машини).

Мале значення $BKЗ$ виходить при великому значенні x_d , що визначає велике падіння напруги при навантаженні та зниженні граничної потужності генератора при даному збудженні.

Велике значення x_d означає, що повітряний зазор між статором та ротором малий і проведення основного магнітного потоку не вимагає великої МРС збудження, що, у свою чергу, визначає компактність розмірів ротора. СМ виявляється дешевше.

При великому повітряному зазорі $BKЗ$ має велике значення, що вимагає збільшення числа витків обмотки збудження та розмірів ротора. Це здорожує машину, але властивості її поліпшуються: менше значення x_d , менше падіння напруги при навантаженні, вище максимальна потужність при даному збудженні (вище коефіцієнт статичної стійкості).

40.5. Навантажувальна характеристика

Навантажувальна характеристика являє собою залежність напруги на затискачах генератора від струму збудження $U_1 = f(I_3)$ при постійних значеннях струму якоря $I_1 = const$, коефіцієнта потужності $\cos \varphi = const$ та частоти обертання $n = const$.

Практичне значення має індукційна навантажувальна характеристика (ІНХ):

$$U_1 = f(I_3) \text{ при } \cos \varphi = 0 \text{ для } I_1 = I_{1H} = const \text{ (рис. 40.6).}$$

Навантажувальна характеристика розташовується нижче від характеристики НХ, тому що при однакових струмах збудження напруга на виході генератора в режимі навантаження менше на величину падіння напруги $I_H \cdot x_d$.

Точка A' перетину навантажувальної характеристики з віссю абсцис відповідає режиму трифазного короткого замикання при струмі якоря, при якому знята ІНХ, тобто $I_K = I_H$ при $U_1 = 0$.

За характеристиками НХ та індукційної навантажувальної (рис. 40.6) можна визначити насичене значення синхронного індуктивного опору x_d .

За ІНХ при $U_1 = U_H$ визначають струм збудження $I_3 = \overline{OA}$. За характеристикою НХ цьому струму збудження відповідає ЕРС $E_0 = \overline{AC}$.

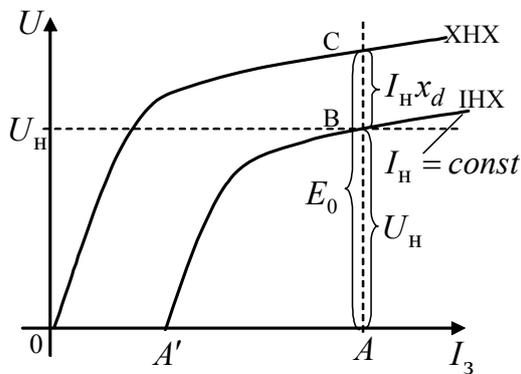


Рис. 40.6. Індукційна навантажувальна характеристика CG

Відповідно до рис. 40.6

$$\begin{aligned} x_d &= \frac{E_0 - U_H}{I_H} = \\ &= \frac{\overline{AC} - \overline{AB}}{I_H} = \frac{\overline{BC}}{I_H}. \end{aligned} \quad (40.13)$$

При знятті ІНХ у машині є тільки поздовжня складова реакції якоря $F_{ad} = F_a \cdot \sin \psi$, тому

що кут $\psi = 90^\circ$ та

$$F_{aq} = F_a \cdot \cos \psi = 0.$$

Результуюча МРС

$$\dot{F}_{\text{рез}} = \dot{F}_3 + \dot{F}_{ad}. \quad (40.14)$$

Рівняння напруги при $r_1 = 0$:

$$\dot{U}_1 = \dot{E}_0 + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{\sigma 1}, \quad \text{чи} \quad (40.15)$$

$$\dot{U}_1 = \dot{E}_0 - j\dot{I}_1 \cdot x_{ad} - j\dot{I}_1 \cdot x_1. \quad (40.16)$$

ЕРС E_δ наведена результуючим магнітним полем $F_{рез}$

$$\dot{E}_\delta = \dot{E}_0 - j\dot{I}_1 \cdot x_{ad} \cdot \quad (40.17)$$

Векторна діаграма СГ при чисто індуктивному навантаженні представлена на рис. 40.7.

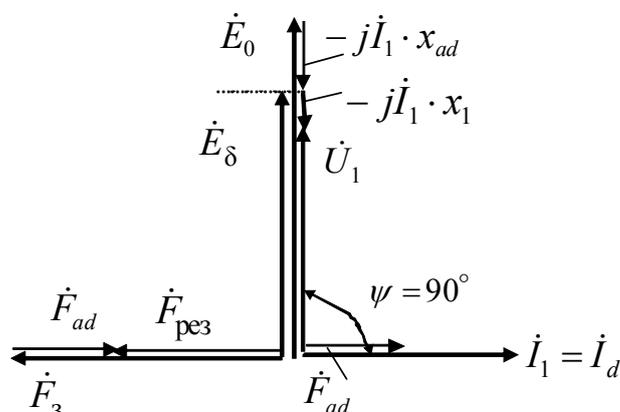


Рис. 40.7. Векторна діаграма СГ при чисто індуктивному навантаженні $\psi = 90^\circ$

40.6. Дослідне визначення індуктивного опору розсіяння

Індукційна навантажувальна характеристика разом із ХНХ дозволяють визначити індуктивний опір розсіяння обмотки якоря x_1 .

На рис. 40.8 показана векторна діаграма СГ у режимі КЗ з урахуванням векторів МРС.

У режимі КЗ результуюча ЕРС, наведена результуючим магнітним полем $F_{рез}$, дорівнює ЕРС розсіяння

$$\dot{E}_\delta = -j\dot{I}_1 \cdot x_1 \cdot \quad (40.18)$$

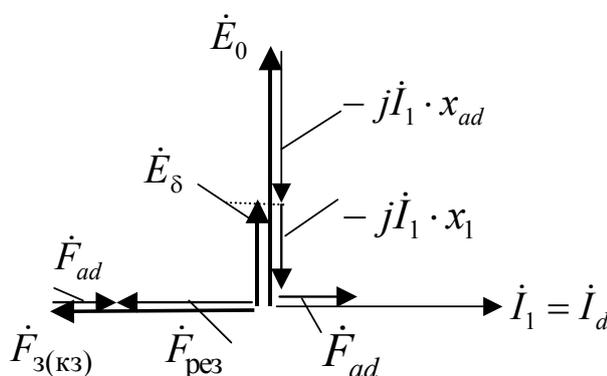


Рис. 40.8. Векторна діаграма СГ у режимі КЗ

МРС збудження в режимі трифазного короткого замикання $F_{3(кз)}$ йде частково на компенсацію МРС реакції якоря F_{ad} , а частково на утворення МРС розсіяння F_δ . Причому $F_\delta = F_{рез}$. З векторної діаграми на рис. 40.8 випливає, що алгебраїчна сума МРС

$$F_{3(кз)} = F_{ad} + F_{рез} \cdot \quad (40.19)$$

Відрізок OA від точки на ХНХ до точки на ІНХ (рис. 40.9) визначає МРС збудження $F_{3(кз)}$ в масштабі струму збудження

$$\overline{OA} \equiv F_{3(кз)}.$$

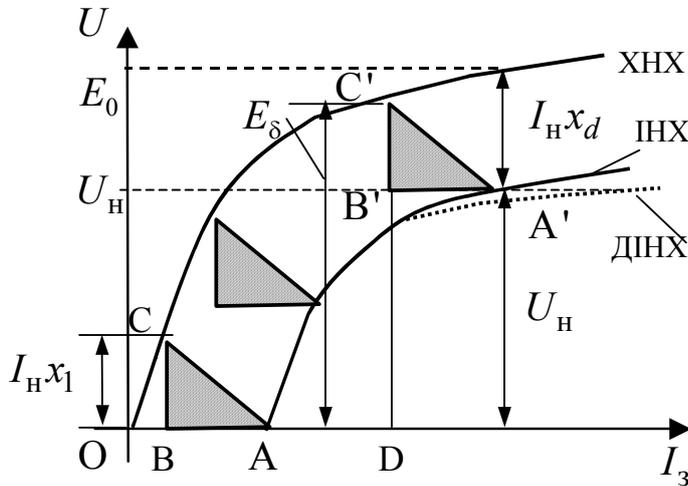


Рис. 40.9. Побудова ІНХ за допомогою характеристичного трикутника

Відрізок BA визначає в масштабі струму збудження МРС поздовжньої реакції якоря $\overline{BA} \equiv F_{ad}$.

Тоді $\overline{OB} \equiv F_{\delta}$, а

$$\overline{BC} = E_{\delta}.$$

Знаючи МРС F_{δ} , за ХНХ можна визначити ЕРС E_{δ} .

Трикутник ABC на рис. 40.9 називають характеристичним.

Горизонтальний катет BA представляє МРС поздовжньої реакції якоря в масштабі струму збудження, а вертикальний катет BC – ЕРС, необхідну для компенсації падіння напруги на індуктивному опорі розсіяння $I_N \cdot x_1$ при номінальному струмі $I_1 = I_N$.

Для будь-якої іншої точки ІНХ складова струму збудження, яка компенсує дію поздовжньої реакції якоря, що розмагнічує, залишається незмінною, тому що $I_N = const$ та $I_N \cdot x_1 = const$.

Отже, ІНХ можна дістати, якщо переміщати характеристичний трикутник ABC так, щоб вершина C йшла по ХНХ (рис. 40.9). Точка A при цьому опише ІНХ. При номінальній напрузі характеристичний трикутник займе положення $A'B'C'$ та результуюча ЕРС E_{δ} буде

$$E_{\delta} = U_N + I_N \cdot x_1, \quad (40.20)$$

тобто дорівнювати ординаті точки C' : $E_{\delta} = \overline{C'D}$.

Відрізок $\overline{B'C'} = I_N \cdot x_1$. Звідки може бути визначений індуктивний опір розсіяння обмотки якоря

$$x_1 = \overline{B'C'}/I_N. \quad (40.21)$$

Дослідна індукційна навантажувальна характеристика (ДІНХ) не збігається з розрахунковою ІНХ, побудованою за допомогою характеристичного трикутника, а проходить нижче (пунктирна лінія на рис. 40.9). Розбіжність між дослідною та розрахунковою характеристиками виникає через неточний облік при навантаженні потоку розсіяння обмотки збудження, що викликає підвищення насичення магнітної системи ротора.

Практичний метод визначення опору x_1

За дослідними характеристиками НХ та ІНХ можна визначити сторони характеристичного трикутника. З цією метою при $U = U_H$ проводять пряму, паралельну осі абсцис, і від точки A' на цій прямій відкладають відрізок $\overline{A'O'} = \overline{AO}$ (рис. 40.10).

Індуктивний опір, знайдений за такою методикою, називають індуктивним опором Потье

$$x_{1p} = \frac{\overline{BC}}{I_H}. \quad (40.22)$$

Цей опір трохи перевищує дійсний індуктивний опір x_1 , обумовлений потоками розсіяння обмотки якоря,

$$x_{1p} = (1,05 \div 1,3) \cdot x_1. \quad (40.23)$$

Менші значення належать до неявнополюсних генераторів.

З виразу (40.23) знаходять значення x_1

$$x_1 = x_{1p} / (1,05 \div 1,1). \quad (40.24)$$

Розбіжність x_1 та x_{1p} пояснюється розбіжністю дослідної та розрахункової індукційних навантажувальних характеристик.

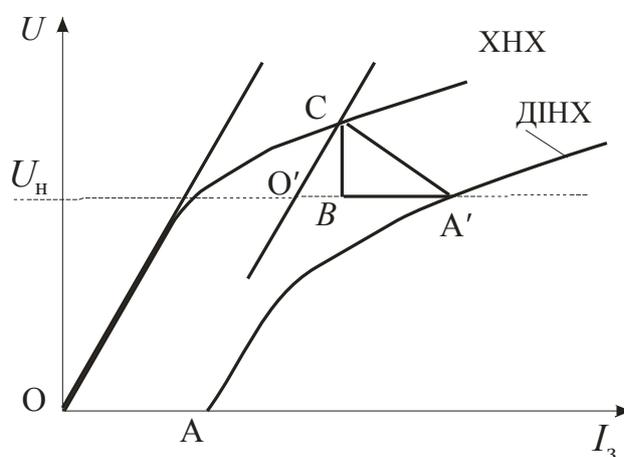


Рис. 40.10. Визначення індуктивного опору Потье

40.7. Зовнішні характеристики

Зовнішня характеристика СГ – це залежність напруги генератора від струму навантаження

$$U_1 = f(I_1), \text{ при } I_3 = \text{const}, n = \text{const}, \cos \varphi = \text{const}.$$

Напруга на виході генератора не залишається постійною зі зміною навантаження. Це відбувається внаслідок падіння напруги на опорах обмотки якоря $I_1 \cdot r_1$, $I_1 \cdot x_1$ та впливу реакції якоря.

Зовнішні характеристики можуть бути зображені для випадку поступового збільшення навантаження чи для випадку поступового зняття навантаження. На рис. 40.11 зображені зовнішні характеристики для трьох значень $\cos \varphi$.

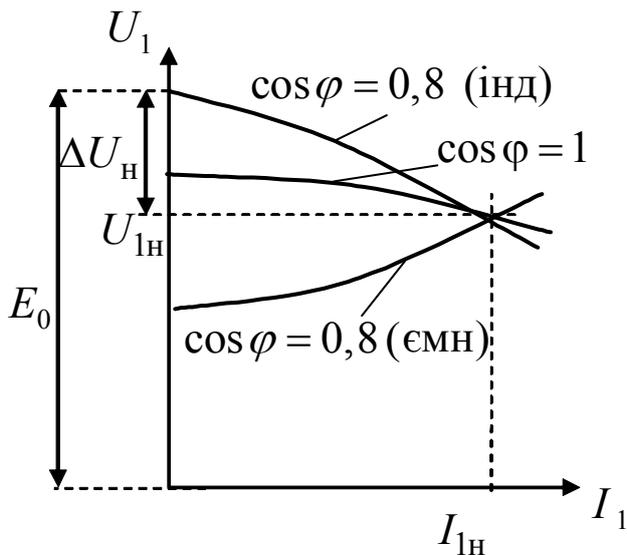


Рис. 40.11. Зовнішні характеристики СГ

При скиданні навантаження напруга U_1 збільшується, тому що при зменшенні струму якоря зменшується поздовжньо розмагнічуюча складова реакції якоря

$$F_{ad} \equiv I_1 \cdot \sin \psi .$$

При активному навантаженні ($\cos \varphi = 1$) також має місце складова поздовжньо розмагнічуючої реакції якоря, але кут ψ менше, ніж у попередньому випадку. Тому зростання напруги зі зменшенням струму навантаження менше.

У випадку активно-емісивного навантаження СГ струм якоря випереджальний і реакція якоря носить поздовжньо намагнічуючий характер. Тому при зменшенні струму якоря зменшується дія поздовжньої реакції якоря, яка намагнічує, що приводить до зменшення напруги на затискачах генератора.

Для всіх характеристик вихідною точкою була точка, що відповідає номінальній напрузі при номінальному струмі якоря. Струм збудження, що відповідає цій точці, надалі при зміні струму якоря підтримується незмінним.

При активно-індуктивному навантаженні струм якоря відстає від напруги і реакція якоря має поздовжньо розмагнічуючу складову.

Зміну напруги при скиданні навантаження при $I_3 = I_{3н} = const$ та $n_1 = const$ визначають за виразом

$$\Delta U_H = \frac{E_0 - U_{1н}}{U_{1н}} \cdot 100 \%. \quad (40.25)$$

40.8. Регулювальні характеристики

Регулювальні характеристики – це залежності $I_3 = f(I_1)$ при $U_1 = U_{1н} = const$, $n_1 = const$, $\cos \varphi = const$.

Регулювальні характеристики показують, як треба регулювати струм збудження СГ, щоб при зміні навантаження напруга на затискачах генератора не змінювалася.

Вид регулювальних характеристик (рис. 40.12) пояснюється характером дії реакції якоря.

Найбільше збільшення струму збудження необхідно при чисто індуктивному навантаженні, щоб компенсувати поздовжню розмагнічуючу реакцію якоря.

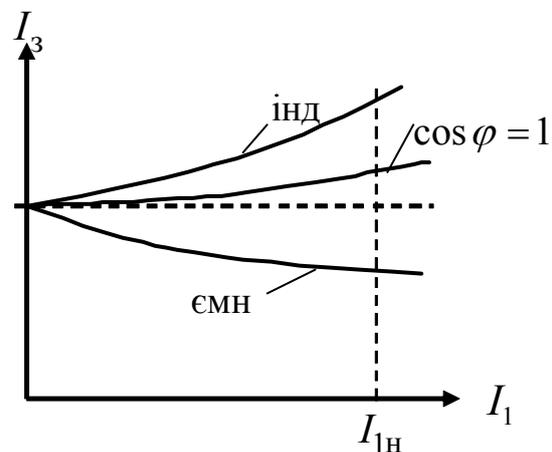


Рис. 40.12. Регулювальні характеристики СГ

При чисто ємнісному навантаженні зі зростом струму якоря збільшується дія поздовжньої реакції якоря, що намагнічує, що приводить до необхідності зменшення струму збудження СГ.

40.9. Енергетична діаграма синхронного генератора

Перетворення енергії в СГ можна проілюструвати енергетичною діаграмою, наведеною на рис. 40.13.

До вала СГ від первинного двигуна підводиться механічна потужність

$$P_1 = M_1 \cdot \Omega, \quad (40.26)$$

де M_1 – момент первинного двигуна;

Ω – кутова частота обертання ротора СГ.

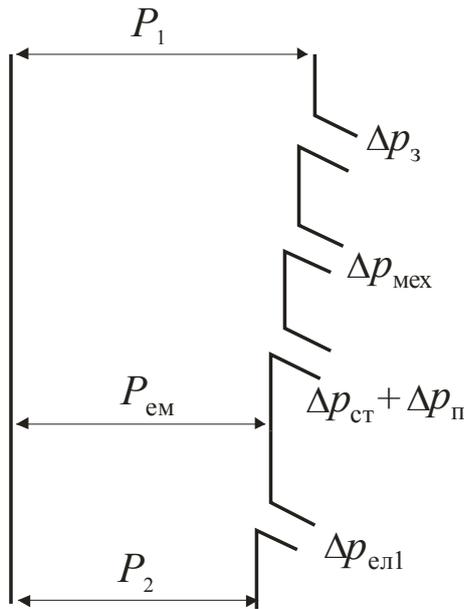


Рис. 40.13. Енергетична діаграма СГ

Частина цієї потужності витрачається на механічні втрати $\Delta p_{\text{мех}}$, тобто втрати на тертя в підшипниках, тертя об повітря, тертя щіток об контактні кільця

$$\Delta p_{\text{мех}} = 3,68 \cdot p \cdot \left(\frac{\vartheta_2}{40} \right)^3 \cdot \sqrt{10^3 \cdot l_1}, \quad (40.27)$$

де l_1 – конструктивна довжина осердя статора, м,

ϑ_2 – лінійна швидкість на поверхні полюсного наконечника ротора, м/с

$$\vartheta_2 = \frac{\pi \cdot (D_1 - 2 \cdot \delta) \cdot n_1}{60}, \quad (40.28)$$

Втрати в сталі статора

$$\Delta p_{\text{ст}} = \Delta p_{\text{Г}} + \Delta p_{\text{вс}}, \quad (40.29)$$

де $\Delta p_{\text{Г}}$ – втрати на циклічне перемагнічування сталі (гістерезис)

$$\Delta p_{\text{Г}} = \kappa_{\text{Г}} \cdot \frac{f}{100} \cdot B^2, \quad (40.30)$$

$\kappa_{\text{Г}}$ – коефіцієнт, що залежить від марки сталі: $\kappa_{\text{Г}} = 3,2 \dots 4,4$,

$\Delta p_{\text{вс}}$ – втрати на вихрові струми

$$\Delta p_{\text{вс}} = \kappa_{\text{в}} \cdot \left(\frac{f}{100} \cdot B \right)^2 \cdot G_{\text{ст}}, \quad (40.31)$$

$\kappa_{\text{в}} = 1 \div 1,25$ – коефіцієнт, що залежить від товщини листів сталі та її якості.

Додаткові втрати в сталі $\Delta p_{\text{п}}$, спричинені пульсацією поля внаслідок зубцевої поверхні статора та ротора,

$$\Delta p_{\text{п}} = \kappa_{\text{п}} \cdot p \cdot b_{\text{п}} \cdot l_1 \left(\frac{Z_1 \cdot m}{10000} \right)^{1,5} \cdot [B_{\delta} \cdot t_1 \cdot (\kappa_{\delta} - 1)]^2 \cdot 10^{-6}, \quad (40.32)$$

де коефіцієнт $\kappa_{\text{п}}$ залежить від товщини листів полюсів ротора

Товщина листа, мм	1,0	2,0	масивні
$\kappa_{\text{п}}$	4,6	8,6	23,3

$b_{\text{п}}$ – ширина полюсного наконечника, мм; Z_1 – число пазів статора;

κ_{δ} – коефіцієнт повітряного зазора; t_1 – зубцеве ділення статора, мм.

B_{δ} – індукція в повітряному зазорі, Тл;

Втрати на збудження при живленні від окремого збуджувального пристрою

$$\Delta p_3 = I_3^2 \cdot r_3 + \Delta U_{\text{щ}} \cdot I_3, \quad (40.33)$$

де r_3 – опір обмотки збудження при робочій температурі,

$\Delta U_{\text{щ}} = 2B$ – падіння напруги в щітковому контакті.

Втрати на збудження при збудженні від ГПС (збудника), розташованого на одному валу,

$$\Delta p_3 = \frac{I_3^2 \cdot r_{\text{оз}} + \Delta U_{\text{щ}} \cdot I_{\text{н}}}{\eta_3}, \quad (40.34)$$

$\eta_3 = 0,8 \dots 0,85$ – ККД збудника.

Механічні, магнітні та втрати на збудження належать до втрат неробочого ходу

$$P_0 = \Delta p_{\text{мех}} + \Delta p_{\text{ст}} + \Delta p_{\text{п}} + \Delta p_3. \quad (40.35)$$

Додаткові втрати при навантаженні

$$\Delta p_{\text{дод}} = 0,005 P_1. \quad (40.36)$$

Електромагнітна потужність

$$P_{\text{ем}} = m \cdot E_0 \cdot I_1 \cdot \cos \psi. \quad (40.37)$$

Частина електромагнітної потужності витрачається на електричні втрати в обмотці якоря

$$\Delta p_{\text{ел1}} = m \cdot I_{1\text{н}}^2 \cdot r_1. \quad (40.38)$$

Потужність P_2 , що залишилася, видається генератором у мережу

$$P_2 = P_1 - \Sigma \Delta p, \quad (40.39)$$

де сумарні втрати

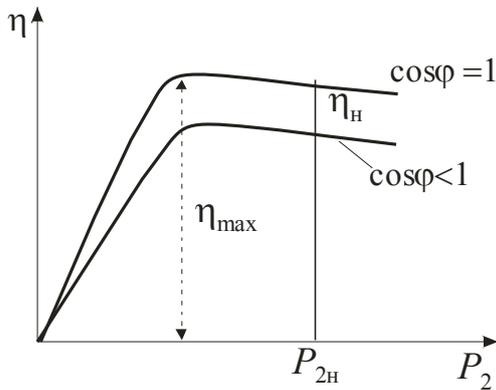
$$\Sigma \Delta p = \Delta p_{\text{мех}} + \Delta p_{\text{ст}} + \Delta p_{\text{п}} + \Delta p_3 + \Delta p_{\text{дод}} + \Delta p_{\text{ел1}}. \quad (40.40)$$

Потужність $P_{2\text{н}}$ є корисною номінальною потужністю генератора

$$P_{2\text{н}} = m \cdot U_{1\text{н}} \cdot I_{1\text{н}} \cdot \cos \varphi_1. \quad (40.41)$$

Коефіцієнт корисної дії СГ

$$\begin{aligned}\eta_{\Gamma} &= \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_1 - \Sigma\Delta p}{P_1} = 1 - \frac{\Sigma\Delta p}{P_1} = 1 - \frac{\Sigma\Delta p}{P_2 + \Sigma\Delta p} = \\ &= 1 - \frac{\Sigma\Delta p}{m \cdot U \cdot I \cdot \cos\varphi + \Sigma\Delta p}.\end{aligned}\quad (40.42)$$



Залежності $\eta = f(P_2)$ при $\cos\varphi = const$ наведені на рис. 40.14.

ККД синхронного генератора залежить як від величини навантаження, так і від її характеру, тобто від величини $\cos\varphi$.

Зі зменшенням $\cos\varphi$ при інших незмінних параметрах ККД генератора зменшується.

Рис. 40.14. Залежності $\eta = f(P_2)$

$\eta = 85 \div 95 \%$ – у машин середньої потужності, $\eta = (96 \div 99) \%$ – у машин значної потужності.

41. ПАРАЛЕЛЬНА РОБОТА СИНХРОННИХ ГЕНЕРАТОРІВ ІЗ МЕРЕЖЕЮ

41.1. Умови вмикання генераторів на паралельну роботу

Паралельна робота синхронних генераторів із мережею – невід'ємна частина раціонального режиму експлуатації на більшості електричних станцій. При паралельній роботі машин, установлених на станції, з'являється можливість гнучко йти за графіком навантаження добовим, сезонним, річним, знижувати потужність аварійного та ремонтного резервів.

При підмиканні СГ у мережу на паралельну роботу необхідно дотримуватися таких умов:

- ЕРС СГ E_0 у момент підмикання повинна дорівнювати за величиною та бути протилежною за фазою напрузі мережі, тобто $\dot{E}_0 = -\dot{U}_1$;
- частота ЕРС генератора f_{Γ} повинна дорівнювати частоті мережі f_c ;
- порядок проходження фаз генератора, що підмикається, повинен бути таким же, що і на затискачах мережі.

Приведення СГ у стан, що задовольняє перераховані умови, називається синхронізацією СГ.

При дотриманні цих умов генератор вмикається в мережу без поштовхів струму. Ввімкнути СГ на паралельну роботу із мережею можна способами точної синхронізації або самосинхронізації.

41.2. Спосіб точної синхронізації

Спосіб точної синхронізації припускає чітке виконання перерахованих умов. Умови точної синхронізації виконуються таким чином:

- рівність напруг досягається шляхом регулювання струму збудження СГ;
- рівність частот – шляхом регулювання частоти обертання ротора генератора;
- збіг фаз та момент вмикання визначаються за синхроскопом.

Синхроскоп являє собою лампи розжарювання, що вмикаються між мережею (A_c, B_c, C_c) та затискачами генератора (A_r, B_r, C_r). Лампи можна вмикати або на гасіння світла (рис. 41.1), або на обертання світла (рис. 41.2).

У першому випадку лампи, ввімкнені між однойменними фазами мережі та генератора, будуть одночасно загорятися й одночасно гаснути.

Напряга на лампах 1, 2, 3 визначається геометричною сумою напруг мережі та генератора

$$\dot{U}_{л1} = \dot{E}_{Ar} + \dot{U}_{Ac}; \quad \dot{U}_{л2} = \dot{E}_{Br} + \dot{U}_{Bc}; \quad \dot{U}_{л3} = \dot{E}_{Cr} + \dot{U}_{Cc}.$$

У момент збігу векторів напруга на лампах досягає найбільшої величини і лампи горять з найбільшим світлом. У момент синхронізації напруга на лампах дорівнює нулю та лампи гаснуть. Ввімкнути СГ можна у той момент часу, коли всі лампи згаснуть, що відповідає положенню векторів на діаграмі рис. 41.1,б,

$$\dot{E}_{Ar} + \dot{U}_{Ac} = 0; \quad \dot{E}_{Br} + \dot{U}_{Bc} = 0; \quad \dot{E}_{Cr} + \dot{U}_{Cc} = 0.$$

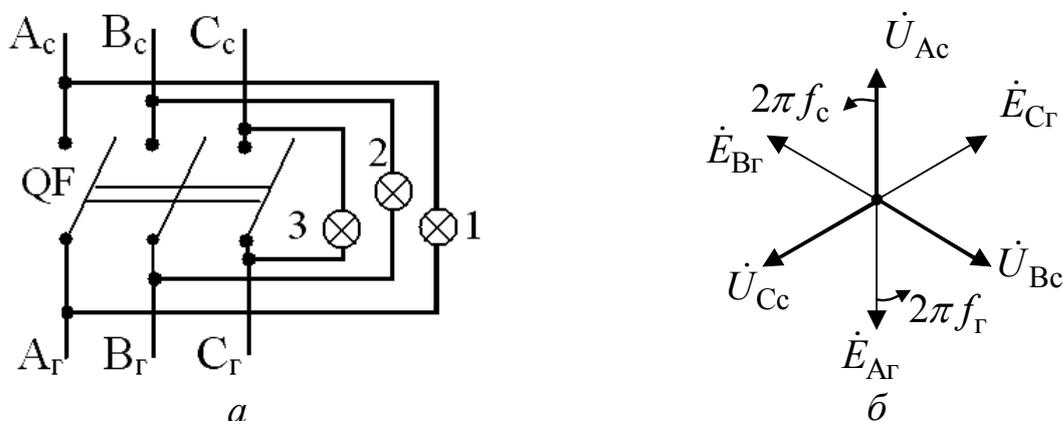


Рис. 41.1. Схема вмикання ламп синхроскопа на гасіння світла – а і векторна діаграма напруг мережі та ЕРС СГ – б

Домогтися точної рівності частот мережі f_c та генератора f_r на тривалий проміжок часу практично неможливо через нездатність первинних двигунів тримати постійну частоту обертання. Тому напруга на лампах пульсує. При великій різниці частот f_r та f_c лампи спалахують часто.

При малій різниці частот лампи гаснуть раніше, ніж напруга на лампах досягне нуля, і загоряються також лише при $\dot{U}_{л1} > 0$, $\dot{U}_{л2} > 0$, $\dot{U}_{л3} > 0$. Тому важко уловити момент, коли напруга генератора зрівноважить напругу мережі, знаходячись з нею у протифазі. Вмикати генератор на паралельну роботу при такій схемі вмикання синхроскопа рекомендується в середині проміжку загасання ламп.

Вмикання синхроскопа на обертання світла показано на рис. 41.2,а. Тут лампа 2 ввімкнена між затискачами однієї і тієї ж фази, а дві інші лампи – між різними фазами мережі та генератора.

При розбіжності частот f_r та f_c лампи загоряються поперемінно, по колу, створюючи ефект обертання світла. Причому, якщо $f_r > f_c$, то обертання світла відбувається в один бік, якщо $f_r < f_c$, то в інший. Напрямок світла дозволяє визначити, як слід регулювати частоту обертання ротора генератора, що підмикається.

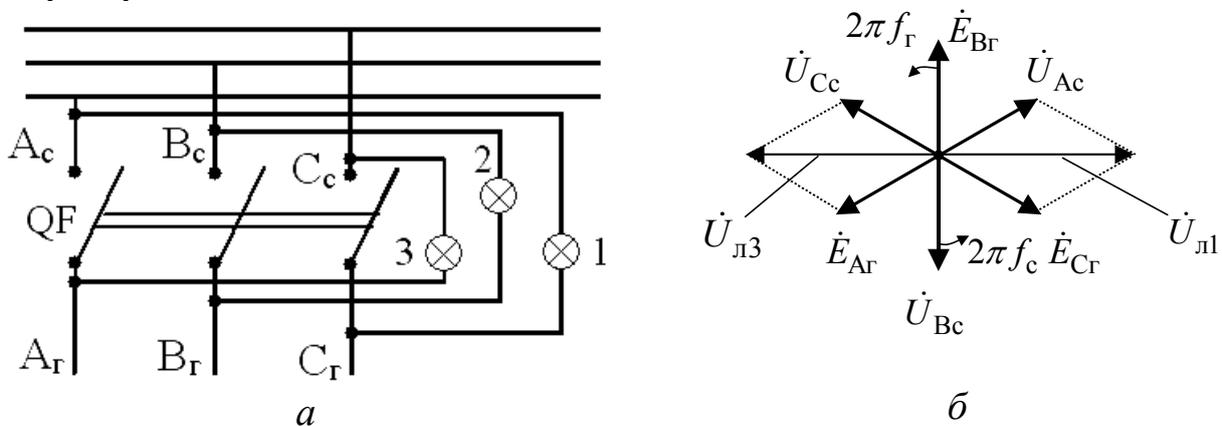


Рис. 41.2. Схема вмикання ламп синхроскопа на обертання світла –а і векторна діаграма напруги мережі та ЕРС СГ –б

У момент синхронізації лампа 2 гасне, тому що $\dot{E}_{Br} + \dot{U}_{Bc} = 0$, а дві інші будуть горіти однаковим світлом, тому що напруги на лампах 1 та 3 однакові та визначаються геометричною сумою:

$$\dot{U}_{л3} = \dot{E}_{Ar} + \dot{U}_{Cc} = \dot{U}_{л1} = \dot{E}_{Cr} + \dot{U}_{Ac}.$$

Векторна діаграма напруги для цього моменту часу показана на рис. 41.2,б.

Слід зазначити, що якщо порядок проходження фаз генератора відрізняється від порядку проходження фаз мережі, то лампи синхроскопа, ввімкнені за схемою на загасання, поведуться, як при вмиканні на обертання світла. Для створення необхідного порядку проходження фаз необхідно поміняти місцями відповідні фази генератора.

41.3. Спосіб самосинхронізації

Звичайно під час аварії на електростанції напруга та частота беззупинно змінюються. Точна синхронізація за цих умов не тільки ускладнюється, але і затягується.

Сутність методу самосинхронізації полягає в тому, що генератор вмикається в мережу в незбудженому стані ($U_3 = 0$) при частоті обертання, близькій до синхронної (допускається відмінність до 2 %).

При цьому відпадає необхідність у точному вирівнюванні частот f_G , f_c та напруг E_G , U_c за величиною і фазою, завдяки чому спрощується процес синхронізації і можливість помилкових дій виключається.

Після вмикання незбудженого генератора в мережу відразу подається напруга на обмотку збудження і генератор втягується в синхронізм під дією синхронізуючого моменту.

При самосинхронізації неминуче виникають значні поштовхи струму якоря, тому що вмикання в мережу незбудженого генератора еквівалентно раптовому короткому замиканню генератора при роботі його на холостому ході.

Для того щоб уникнути перенапруг на обмотці ротора в момент підмикання генератора до мережі, її не можна залишати розімкнутою, а необхідно замкнути на додатковий опір $R_{\text{дод}} = 10 \cdot r_{\text{оз}}$.

Потік реакції якоря, зростаючи при вмиканні в мережу від нуля до деякої величини, індукує ЕРС, під дією якої в замкнутому колі обмотки збудження протікає струм. Додатковий опір вмикається в коло ОЗ для обмеження величини струму.

При самосинхронізації скорочується час, необхідний для підмикання генератора до мережі, а це важливо для забезпечення надійної й економічної роботи енергосистеми.

41.4. Зміна реактивної й активної потужності при паралельній роботі

Будемо вважати, що мережа, до якої підімкнений СГ, є нескінченно великою, тобто $U_c = \text{const}$ та $f_1 = \text{const}$.

Для простоти будемо розглядати синхронний неявнополіусний генератор, описуваний рівнянням при $r_1 = 0$:

$$\dot{U}_r = \dot{E}_0 - j\dot{I}_1 \cdot x_c.$$

Струм якоря

$$\dot{I}_1 = (\dot{E}_0 - \dot{U}_r) / jx_c = \Delta\dot{E} / jx_c, \quad (41.1)$$

де

$$\Delta\dot{E} = j\dot{I}_1 \cdot x_c. \quad (41.2)$$

Припустимо, що СГ підімкнений до мережі при дотриманні всіх умов синхронізації. Тоді існує рівність $E_0 = U_r = U_c = U_1$. Векторна різниця $\dot{E}_0 - \dot{U}_r = 0$ та струм якоря дорівнює нулю $I_1 = 0$, тобто СМ не бере на себе ніякого навантаження.

Цьому стану СГ, що працює без навантаження після синхронізації з мережею, відповідає векторна діаграма на рис. 41.3,а.

При збільшенні струму збудження ЕРС \dot{E}_0 збільшиться: $\dot{E}_0 > \dot{U}_r$. Виникає струм якоря \dot{I}_1 , що відстає від $\Delta\dot{E}$, а також від \dot{E}_0 та \dot{U}_r на 90° (рис. 41.3,б). СМ буде віддавати в мережу чисто індуктивний струм та реактивну потужність

$$Q = m \cdot U_r \cdot I_1 \cdot \sin \varphi > 0. \quad (41.3)$$

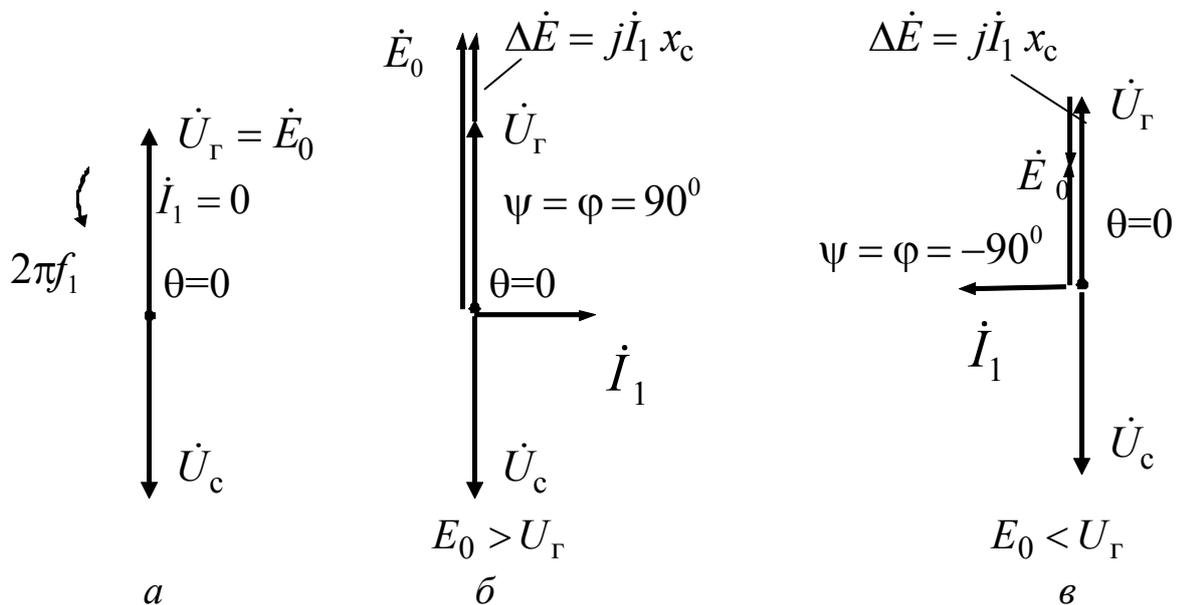


Рис. 41.3. Векторні діаграми СГ після синхронізації з мережею – а та при зміні струму збудження – б, в

Якщо струм збудження зменшити так, що $\dot{E}_0 < \dot{U}_r$, то струм \dot{I}_1 також буде відставати від $\Delta\dot{E}$ на 90° , але буде випереджати \dot{E}_0 та \dot{U}_r на

90° (рис. 41.3,в). У цьому випадку СМ буде віддавати в мережу ємнісний струм та споживати з мережі реактивну потужність

$$Q = m \cdot U_r \cdot I_1 \cdot \sin \varphi < 0. \quad (41.4)$$

При $\dot{E}_0 > \dot{U}_r$ СМ називається перезбудженою, а при $\dot{E}_0 < \dot{U}_r$ – недозбудженою.

При рівності активної потужності нулю перезбуджена СМ відносно мережі еквівалентна ємності, недозбуджена – індуктивності.

Зміна струму збудження СМ спричиняє в ній зміну тільки реактивної потужності. Активна потужність при цьому не змінюється й у даному випадку ($\varphi = 90^\circ$) дорівнює нулю

$$P_2 = m \cdot U_r \cdot I_1 \cdot \cos \varphi = 0. \quad (41.5)$$

Для того щоб СМ, ввімкнена на паралельну роботу з мережею, прийняла на себе активне навантаження та працювала в режимі генератора, необхідно збільшити рушійний механічний момент M_1 на її валу.

Рівність моментів на валу порушиться, ротор генератора, а отже, і вектор ЕРС \dot{E}_0 генератора повернуться на кут навантаження θ , тобто на кут, на який позадвжняя вісь полюсів зміщається відносно осі результуючого магнітного поля.

У режимі генератора вектор ЕРС \dot{E}_0 випереджає вектор напруги генератора \dot{U}_r на кут $\theta > 0$. При цьому виникає струм \dot{I}_1 , що відстає від $\Delta \dot{E}$ на кут 90° (рис. 41.4,а). У даному випадку $-90^\circ < \varphi < 90^\circ$ та активна потужність

$$P_2 = m \cdot U_r \cdot I_1 \cdot \cos \varphi > 0, \quad (41.6)$$

тобто СМ віддає в мережу активну потужність і працює в режимі генератора.

При збільшенні M_1 буде збільшуватися кут θ , будуть змінюватися величини струму \dot{I}_1 та кута φ , а значить, і величина активної потужності P_2 . **Таким чином, потужність на виході СГ при його паралельній роботі з мережею регулюється зміною обертаючого моменту M_1 первинного двигуна.**

Якщо загальмувати ротор, створивши на його валу механічне навантаження, то ЕРС \dot{E}_0 відстане від напруги генератора \dot{U}_r на кут θ . Струм якоря буде відставати від $\Delta \dot{E}$ на 90° (рис. 41.4,б).

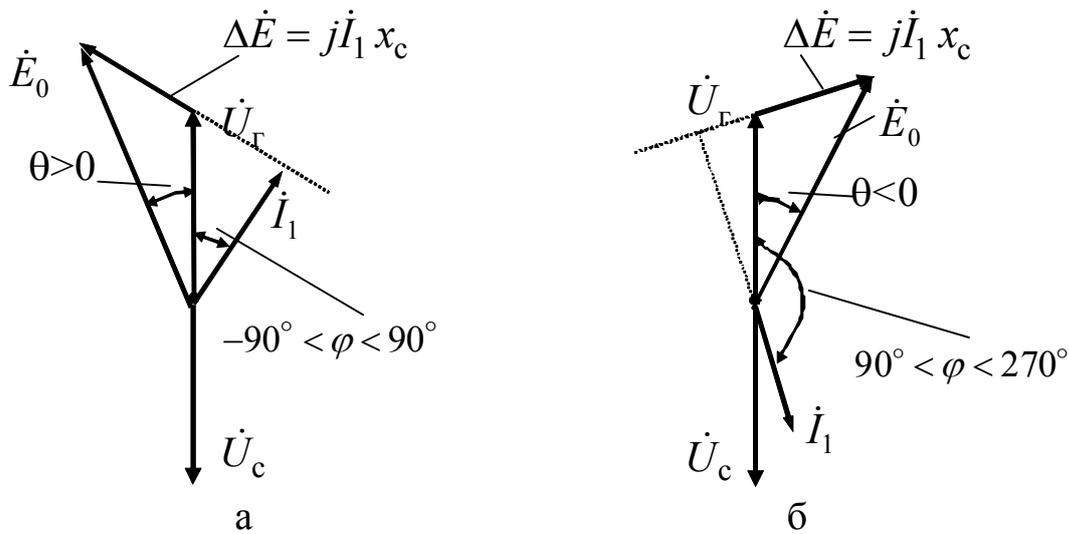


Рис. 41.4. Векторні діаграми СГ при паралельній роботі з мережею: а – режим генератора; б – режим двигуна

При цьому кут $90^\circ < \varphi < 270^\circ$ та активна потужність

$$P_2 = m \cdot U_G \cdot I_1 \cdot \cos \varphi < 0, \quad (41.7)$$

тобто СМ буде працювати в режимі двигуна, споживаючи з мережі активну потужність.

41.5. Кутові характеристики СГ

Активна потужність, що віддається генератором у мережу за енергетичною діаграмою (рис. 40.13),

$$P_2 = P_{\text{ем}} - \Delta p_{\text{ел1}} = m \cdot U_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi. \quad (41.8)$$

Якщо внаслідок відносної малості опору r_1 зневажити електричними втратами в колі якоря ($\Delta p_{\text{ел1}} = 0$), то дістаємо, що електромагнітна потужність дорівнює активній потужності, що віддається в мережу:

$$P_{\text{ем}} \approx P_2 = m \cdot U_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi. \quad (41.9)$$

Перетворимо цей вираз, скориставшись векторною діаграмою явнополюсного СГ при $r_1 = 0$, показаною на рис. 41.5.

Кут $\varphi = \psi - \theta$, тому

$$\begin{aligned} P_{\text{ем}} &= m \cdot U_1 \cdot I_1 \cdot \cos(\psi - \theta) = m \cdot U_1 \cdot I_1 \cdot \cos \psi \cdot \cos \theta + \\ &+ m \cdot U_1 \cdot I_1 \cdot \sin \psi \cdot \sin \theta = m \cdot U_1 \cdot I_q \cdot \cos \theta + m U_1 \cdot I_d \cdot \sin \theta. \end{aligned} \quad (41.10)$$

З векторної діаграми

$$\begin{cases} I_q \cdot x_q = U_1 \cdot \sin \theta; \\ E_0 = I_d \cdot x_d + U_1 \cdot \cos \theta. \end{cases} \quad (41.11)$$

З 41.11 дістаємо вирази для поздовжньої і поперечної складових струму якоря

$$\begin{cases} I_q = U_1 \cdot \sin \theta / x_q; \\ I_d = (E_0 - U_1 \cdot \cos \theta) / x_d. \end{cases} \quad (41.12)$$

Підставимо ці значення струму у вираз 41.10. Після перетворення дістанемо **вираз електромагнітної потужності для явнополюсного СГ**

$$P_{\text{ем}} = \frac{m \cdot U_1 \cdot E_0 \cdot \sin \theta}{x_d} + \frac{m \cdot U_1^2}{2} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \cdot \sin 2\theta = P_{\text{осн}} + P_p. \quad (41.13)$$

Розділивши вираз (41.13) на кутову частоту обертання Ω_1 , дістаємо вираз електромагнітного моменту

$$M_{\text{ем}} = \frac{P_{\text{ем}}}{\Omega_1} = \frac{m \cdot U_1 \cdot E_0}{\Omega_1 \cdot x_d} \cdot \sin \theta + \frac{m \cdot U_1^2}{2\Omega_1} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \cdot \sin 2\theta = M_{\text{осн}} + M_p. \quad (41.14)$$

Вирази для електромагнітної потужності й електромагнітного моменту явнополюсного СГ складаються з двох частин. Перша частина (основна) зв'язана із збудженням СМ і залежить від ЕРС E_0

$$P_{\text{осн}} = \frac{m \cdot U_1 \cdot E_0}{x_d} \cdot \sin \theta; \quad (41.15)$$

$$M_{\text{осн}} = \frac{m \cdot U_1 \cdot E_0}{\Omega_1 \cdot x_d} \cdot \sin \theta. \quad (41.16)$$

Друга частина зі збудженням не зв'язана, а обумовлена наявністю в машині реактивного моменту через прямування ротора орієнтуватися за поздовжньою віссю магнітного поля.

Реактивна складова не залежить від збудження і діє навіть у машині

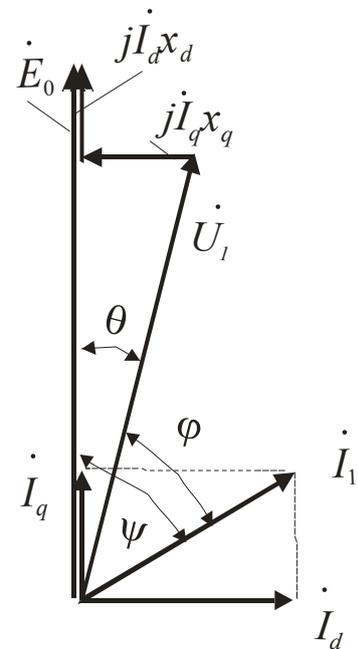


Рис. 41.5. Векторна діаграма явнополюсного СГ

без збудження при $E_0 = 0$.

Значення реактивної потужності P_p та моменту M_p визначаються неоднаковою магнітною провідністю по осях явнополюсного генератора і тим, що $x_d \neq x_q$. Чим більше різниця між x_d та x_q , тим більші величини реактивної потужності та реактивного моменту

$$P_p = \frac{m \cdot U_1^2}{2} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \cdot \sin 2\theta; \quad (41.17)$$

$$M_p = \frac{m \cdot U_1^2}{2\Omega_1} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \cdot \sin 2\theta. \quad (41.18)$$

Для неявнополюсного СГ $x_d = x_q = x_c$ реактивна складова стає такою, що дорівнює нулю, а **електромагнітна потужність й електромагнітний момент дорівнюють основній складовій**

$$P_{ем} = \frac{m \cdot U_1 \cdot E_0 \cdot \sin \theta}{x_c}; \quad (41.19)$$

$$M_{ем} = \frac{P_{ем}}{\Omega_1} = \frac{m \cdot U_1 \cdot E_0 \cdot \sin \theta}{\Omega_1 \cdot x_c}. \quad (41.20)$$

Залежності $P_{ем} = f(\theta)$ та $M_{ем} = f(\theta)$ при $U_1 = const$, $E_0 = const$, $x_d = const$, $x_q = const$ називають кутовими характеристиками.

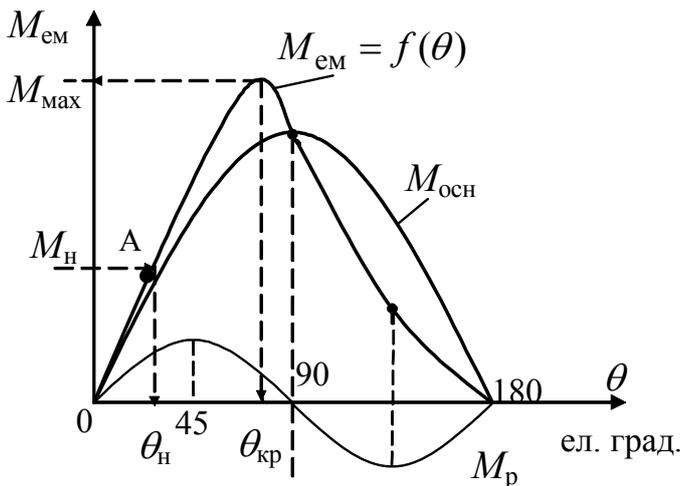


Рис. 41.6. Кутові характеристики явнополюсного СГ

У визначеному масштабі ці характеристики збігаються.

Кутові характеристики $M_{ем} = f(\theta)$ для явнополюсного СГ показані на рис. 41.6. Тут же наведені залежності двох складових електромагнітного моменту $M_{осн} = f(\theta)$ та $M_p = f(\theta)$.

Номінальному значенню моменту відповідає номінальний кут навантаження

$$\theta_H = (20 \div 35) \text{ ел.град.}$$

При збільшенні навантаження СГ збільшуються кут θ та момент $M_{ем}$.

Максимальному значенню електромагнітного моменту M_{\max} відповідає значення критичного кута навантаження $\theta_{\text{кр}}$.

Для явнополюсних СГ

$$\theta_{\text{кр}} = (60 \div 80) \text{ ел. град.}$$

Для неявнополюсних СГ

$M_{\text{ем}} = f(\theta)$ є синусоїдою, тобто

$\theta_{\text{кр}} = 90 \text{ ел. град.}$ (рис. 41.7).

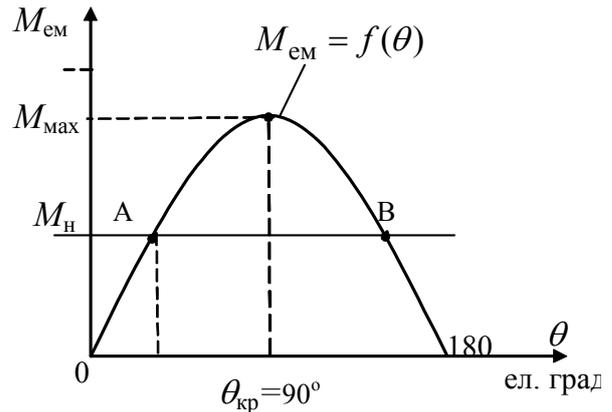


Рис. 41.7. Кутові характеристики неявнополюсного СГ

Відношення $M_{\max} / M_{\text{н}}$ називають **коефіцієнтом статичної перевантажувальності**, що характеризує перевантажувальну здатність СГ при досить повільному збільшенні зовнішнього моменту

$$k_{\max} = M_{\max} / M_{\text{н}} = 2 \div 3,5. \quad (41.21)$$

Зневажаючи реактивною складовою моменту

$$k_{\max} = 1 / \sin \theta_{\text{н}}, \quad (41.22)$$

або

$$k_{\max} = \frac{E_0^*}{x_d^* \cdot \cos \varphi}, \quad (41.23)$$

де E_0^* , x_d^* — відносні значення ЕРС неробочого ходу та синхронного індуктивного опору по повздовжній осі.

З виразу (41.23) випливає, що перевантажувальна здатність СГ збільшується при збільшенні E_0^* і зменшенні x_d^* , тобто при збільшенні струму збудження і при збільшенні повітряного зазора.

Перевантажувальна здатність явнополюсного СГ вище, ніж неявнополюсного СГ, за рахунок реактивної складової.

Режим роботи СГ називається статично стійким, якщо при наявності досить невеликих коливань (U_1 , I_3) зміни режиму роботи (θ , P) будуть невеликими і при припиненні дії цих коливань відновиться колишній режим роботи.

Частина характеристики від $\theta = 0$ до $\theta = \theta_{\text{кр}}$ є статично стійкою, і СГ не випадає із синхронізму. У кожній точці цієї частини кутової характеристики момент приводного двигуна M_1 врівноважується протидіючи-

ми моментами

$$M_1 = M_{\text{ем}} + M_0.$$

При порушенні рівноваги виникає різниця моментів, що намагається повернути ротор у первинне положення. Наприклад, точка А на рис. 41.7 є точкою стійкої роботи. При короткочасному збільшенні кута θ збільшується електромагнітний момент, при цьому виникає різниця моментів $\Delta M = M_1 - (M_{\text{ем}} + M_0) < 0$, під дією якої ротор буде гальмуватися та кут θ зменшуватися до значення в точці А. Точка В на рис. 41.7 є точкою хитливої роботи. При навантаженні, що відповідає $\theta > \theta_{\text{кр}}$, електромагнітний момент $M_{\text{ем}}$ зменшується при збільшенні θ , що приводить до порушення балансу моментів $\Delta M = M_1 - (M_{\text{ем}} + M_0) > 0$, ротор дістає додаткове прискорення, що приводить до подальшого збільшення кута θ .

41.6. Синхронізуюча здатність синхронних машин

При паралельній роботі в СМ виникає деяка сила, що утримує генератор у стані стійкої роботи, тобто запобігає виходу цього генератора із синхронізму. СГ, ввімкнений на паралельну роботу з мережею, має синхронізуючу здатність.

Для кількісної оцінки синхронізуючої здатності машин вводять поняття питомої синхронізуючої потужності $P_{\text{сн}}$ та питомого синхронізуючого моменту $M_{\text{сн}}$. Для явнополюсного СГ

$$P_{\text{сн}} = \frac{dP_{\text{ем}}}{d\theta} = \frac{m \cdot U_1 \cdot E_0}{x_d} \cdot \cos\theta + m \cdot U_1^2 \cdot \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \cdot \cos 2\theta; \quad (41.24)$$

$$M_{\text{сн}} = \frac{dM_{\text{ем}}}{d\theta} = \frac{m \cdot U_1 \cdot E_0}{\Omega_1 \cdot x_d} \cdot \cos\theta + \frac{m \cdot U_1^2}{\Omega_1} \cdot \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \cdot \cos 2\theta. \quad (41.25)$$

Для неявнополюсного СГ

$$P_{\text{сн}} = \frac{dP_{\text{ем}}}{d\theta} = \frac{m \cdot U_1 \cdot E_0}{x_d} \cdot \cos\theta; \quad (41.26)$$

$$M_{\text{сн}} = \frac{dM_{\text{ем}}}{d\theta} = \frac{m \cdot U_1 \cdot E_0}{\Omega_1 \cdot x_d} \cdot \cos\theta. \quad (41.27)$$

$P_{\text{сн}}$ та $M_{\text{сн}}$ характеризують здатність синхронної машини утримува-

тися в синхронізмі при тому або іншому навантаженні.

На рис. 41.8 показані графічні залежності $M_{\text{сн}} = f(\theta)$ для явнополюсної СМ, побудовані за рівнянням (41.25), для діапазону зміни кутів θ від -90° до $+90^\circ$.

У режимі НХ кут $\theta = 0$ та $M_{\text{сн}}$ має найбільше значення.

Зі зростанням кута навантаження синхронізуюча здатність СМ знижується.

При $\theta = \theta_{\text{кр}}$ синхронізуюча здатність СМ дорівнює нулю $M_{\text{сн}} = 0$, як у режимі генератора, так і в режимі двигуна.

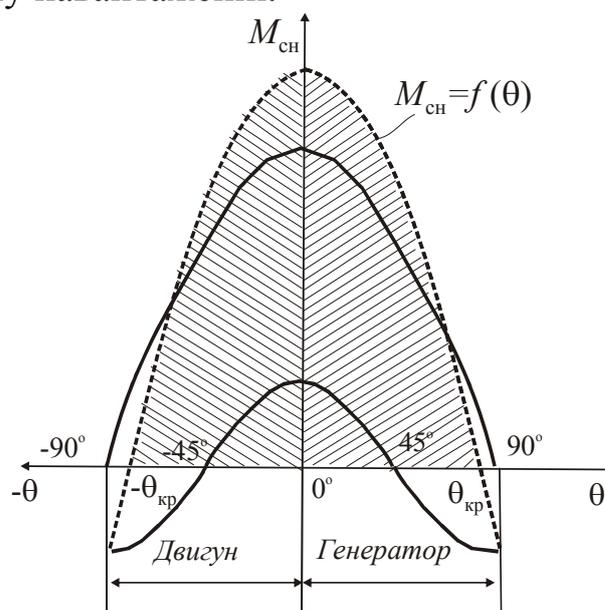


Рис. 41.8. Залежності $M_{\text{сн}} = f(\theta)$ для явнополюсної СМ

Стійка робота СМ відповідає позитивним значенням $M_{\text{сн}} > 0$. На рис. 41.8 ця зона заштрихована. У хиткій частині куткової характеристики значення $M_{\text{сн}} < 0$ та СМ випадає із синхронізму.

41.7. V- подібні характеристики

Зміна струму збудження при паралельній роботі веде до зміни тільки реактивної складової струму якоря та реактивної потужності.

Характеристики $I_1 = f(I_3)$ при $P_{\text{ем}} = \text{const}$, $U = \text{const}$, $f_1 = \text{const}$ звуться V- подібними характеристиками.

Досить точно характеристики $I_1 = f(I_3)$ можна дістати, якщо в основу аналізу покласти спрощену векторну діаграму без урахування насичення для неявнополюсного генератора.

На рис. 41.9 наведені три векторні діаграми, побудовані за рівнянням $\dot{E}_0 = \dot{U}_\Gamma + j\dot{I}_1 x_c$. Одна з них (зображена пунктирними лініями) відповідає $\cos \varphi = 1$ ($\varphi = 0$). При цьому заданій потужності $P_{\text{ем}}$ відповідає струм \dot{I}'_1 , що є чисто активним та має мінімальне значення.

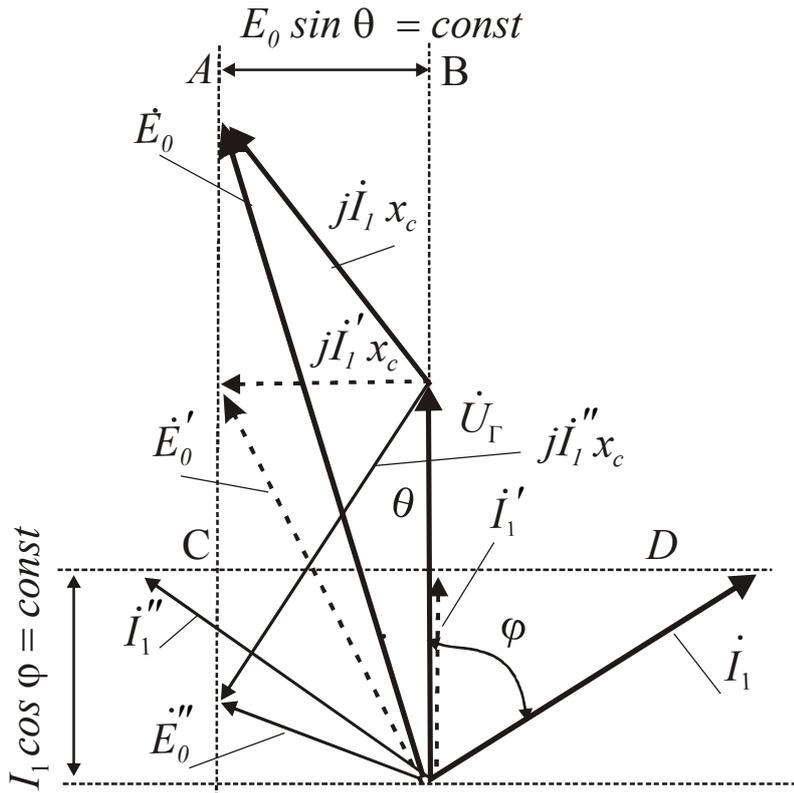


Рис. 41.9. Векторні діаграми неявнополюсного СГ при $P_{em} = const$

Кінці всіх трьох векторів ЕРС лежать на одній вертикалі АС, тому що за умовою $P_{em} = m \cdot U \cdot E_0 \cdot \sin \theta = const$.

При $U_1 = const$ цю умову можна переписати

$$E_0 \cdot \sin \theta = const.$$

При збільшенні ЕРС \dot{E}_0 з'являється різниця ЕРС $\Delta \dot{E} = j\dot{I}_1 \cdot x_c$. Вектор струму \dot{I}_1 відстає від вектора $\Delta \dot{E}$ на кут 90° .

Для визначення величини струму використовується умова сталості потужності

$$P_2 \approx P_{em} = m \cdot U_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi = const.$$

Тобто **активна складова струму $I_1 \cdot \cos \varphi = const$, тому вектор струму \dot{I}_1 переміщується по прямій CD при зміні струму збудження.**

За отриманими даними можна побудувати V-подібну характеристику $I_1 = f(I_3)$, показану на рис. 41.10 за умови

$$P_{em} = const, U_1 = const, f_1 = const.$$

Цьому струму на векторній діаграмі відповідає ЕРС \dot{E}'_0 , для якої за ХНХ можна знайти струм збудження I'_3 . Друга та третя діаграми побудовані для відстаючого та випереджаючого струмів \dot{I}_1 та \dot{I}''_1 , відповідно. Цим струмам на векторній діаграмі відповідають ЕРС \dot{E}_0 та \dot{E}''_0 , причому $E_0 > E'_0 > E''_0$. Отже, $I_3 > I'_3 > I''_3$.

Тут же наведена залежність $\cos \varphi = f(I_3)$.

Ця залежність показує, що при зміні струму збудження можна регулювати $\cos \varphi$ СГ, що працює паралельно з мережею.

При великих значеннях струму збудження (режим перезбудження) струм I_1 відстає від U_1 , що еквівалентно індуктивному навантаженню та розмагнічуючій дії реакції якоря.

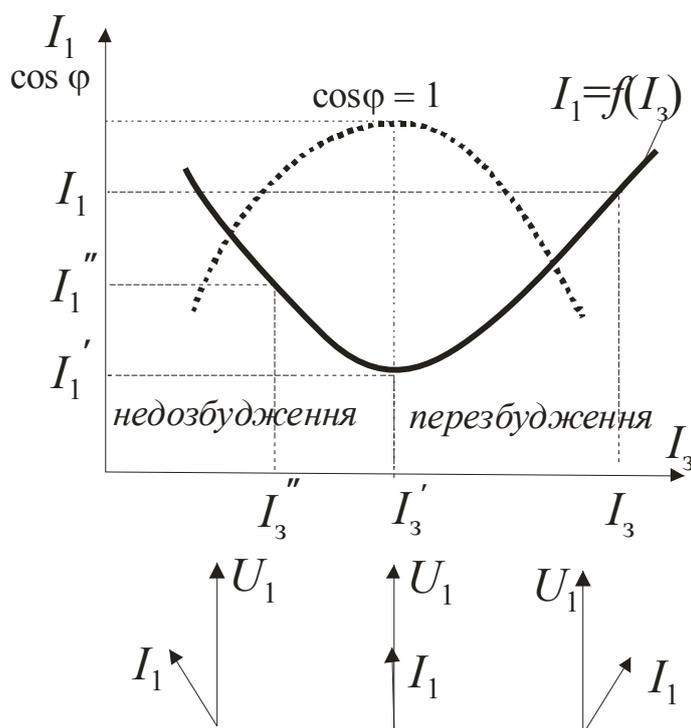


Рис. 41.10. V-подібна характеристика СГ

Перезбуджена машина відносно мережі є ємністю та віддає в мережу реактивну потужність.

При мінімальному значенні струму якоря $\cos \varphi = 1$. При подальшому зменшенні струму збудження зменшується ЕРС E_0'' та струм I_0'' стає випереджальним, реакція якоря при цьому стає намагнічуючою.

Недозбуджена машина відносно мережі є індуктивністю та споживає з мережі реактивну потужність.

На рис. 41.11 показані V-подібні характеристики при різних значеннях $P_{ем}$. Значення струму збудження, при якому $\cos \varphi = 1$ (мінімум струму якоря), при збільшенні навантаження збільшується. Це пояснюється тим, що при збільшенні навантаження зростає активна складова струму якоря, а отже, і потоки розсіяння, створювані нею.

Для компенсації зрушення фаз, спричинених цими потоками розсіяння, потрібне відповідне збільшення струму збудження.

При прямуванні уздовж кожної з кривих у бік зменшення струму збудження кут навантаження θ зростає. Можлива величина кута дорівнює $\theta_{кр}$, після чого СГ виходить із синхронізму.

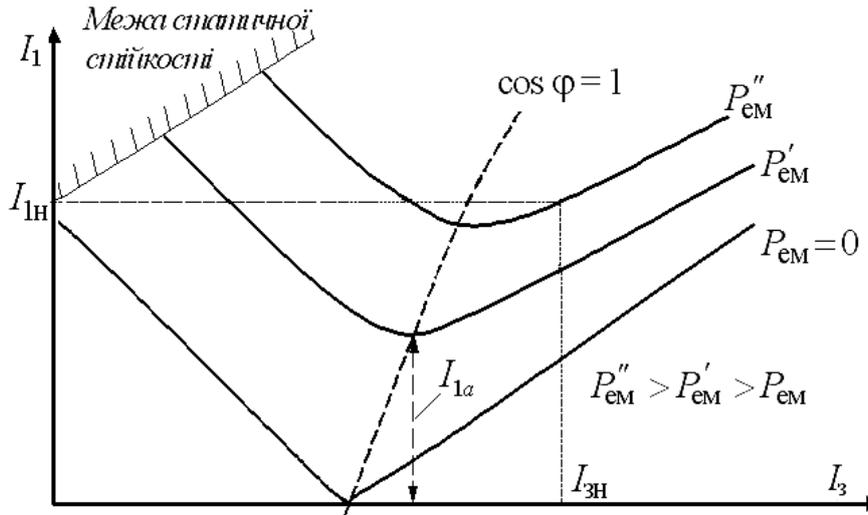


Рис. 41.11. V-подібні характеристики СГ при різних значеннях електромагнітної потужності

В зоні малих значень струмів збудження V-подібні характеристики обмежені лінією, що визначає межу статичної стійкості.

При подальшому зменшенні струму збудження при даній потужності СГ випадає із синхронізму.

З погляду зменшення втрат у генераторі найбільш вигідною є робота при збудженні, яке відповідає мінімальному струму статора ($\cos \varphi = 1$). Але в більшості випадків навантаження генератора носить індуктивний характер і для компенсації струмів, що відстають за фазою від напруги, необхідно збільшувати струм збудження (перезбуджувати генератор).

41.8. Коливання синхронних генераторів

Припустимо, що СГ підімкнений до мережі і працює без навантаження. Для того щоб навантажити СГ, збільшимо обертаючий момент приводного двигуна до значення M_1 , що відповідає куту навантаження θ_1 (рис. 41.12).

Однак під дією інерції обертових частин ротор повернеться на кут $\theta_2 > \theta_1$. Куту навантаження θ_2 відповідає електромагнітний момент $M_{ем2} > M_{ем1}$.

При цьому порушується умова рівноваги моментів $M_1 = (M_{ем2} + M_0) < 0$, у результаті чого ротор почне повертатися в напрямку зменшення кута θ . Однак сили інерції перешкоджають ротору залишитися в положенні θ_1 , і кут θ зменшиться до значення $\theta_3 < \theta_1$, при якому $M_1 - (M_{ем3} + M_0) > 0$.

Під дією великого обертаючого моменту генератор навантажується і при цьому збільшується кут θ . Таким чином ротор буде робити коливальні рухи (хитання) біля середнього положення, що відповідає рівновазі $M_1 = M_{em1} + M_0$. Якби коливання не супроводжувалися втратою енергії, то вони були б незатухаючими.

Однак при коливаннях виникають втрати енергії, серед яких найбільше значення мають втрати в сталі, обумовлені вихровими струмами, що наводяться в роторі при коливанні його в магнітному полі статора.

Взаємодія вихрових струмів у сталі ротора з магнітним полем статора утворює заспокійливу дію, що зменшує коливання ротора.

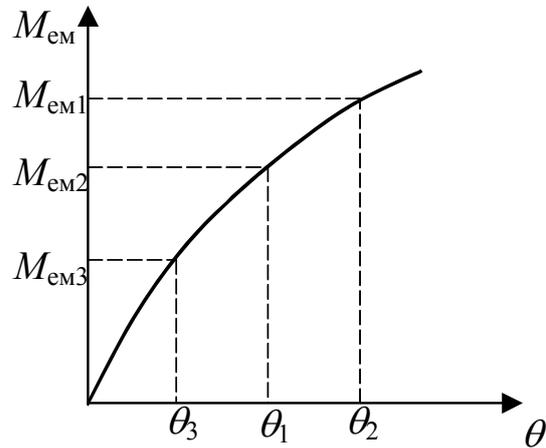


Рис. 41.12

Отже, коливання ротора носять загасаючий характер (рис. 41.13). Значне зменшення коливань досягається при застосуванні демпферної (заспокійливої) обмотки, що укладається в пази полюсних наконечників явновиражених полюсів (рис. 41.14).

Колівання ротора СГ, спричинені зміною обертаючого моменту приводного двигуна або електромагнітним моментом (через зміну навантаження), називають власними.

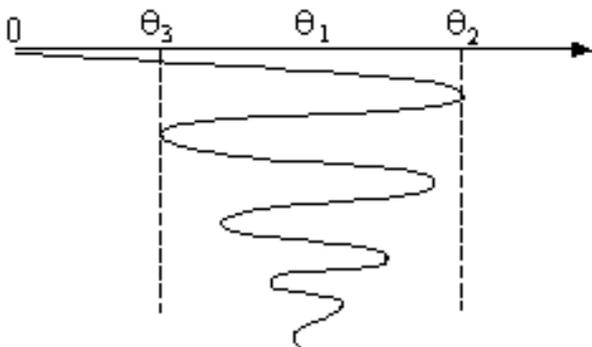


Рис. 41.13

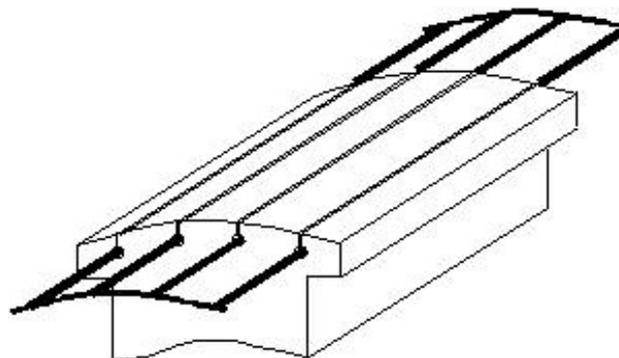


Рис. 41.14

Можливі також змушені коливання СГ, спричинені нерівномірним обертанням ротора від дизелів, газових двигунів.

42. СИНХРОННІ ДВИГУНИ

42.1. Робота синхронної машини двигуном

СМ при паралельній роботі з мережею може працювати як у режимі генератора, так і в режимі двигуна.

У режимі генератора поле ротора є ведучим та випереджає поле статора на кут θ . На основі взаємозв'язку між просторовим положенням осі ротора і положенням вектора ЕРС \dot{E}_0 можна зобразити векторну діаграму, на якій вектор ЕРС \dot{E}_0 випереджає вектор напруги генератора \dot{U}_1 на той же кут θ (рис. 42.1,а). Вектор напруги мережі \dot{U}_c знаходиться в протифазі до вектора \dot{U}_1 .

При зменшенні моменту приводного двигуна M_1 зменшується кут навантаження θ . У режимі неробочого ходу при $P_2 = 0$ кут $\theta = 0$ (рис. 42.1,б).

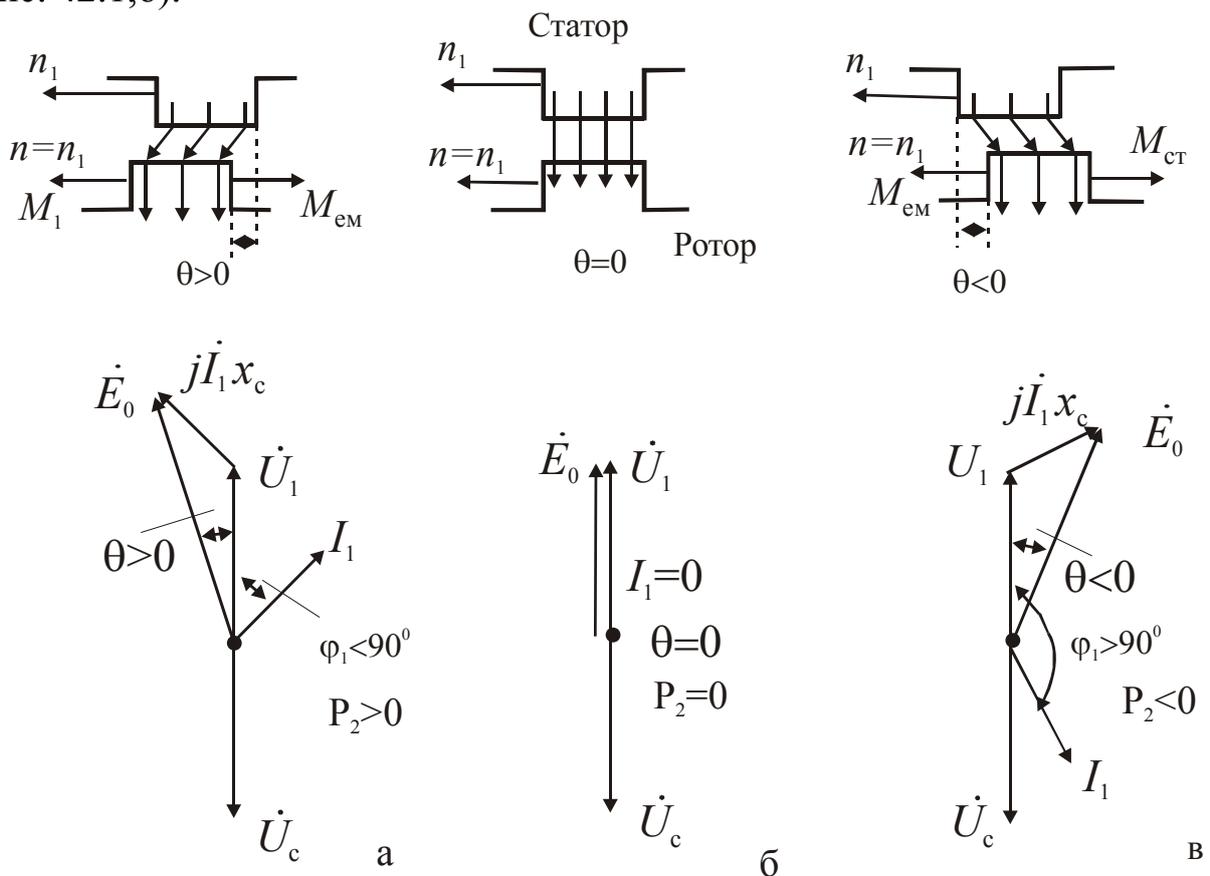


Рис. 42.1. Спрощені векторні діаграми СМ при паралельній роботі з мережею: а – режим генератора; б – режим неробочого ходу; в – режим двигуна

Якщо тепер прикласти до вала СМ гальмовий момент $M_{ст}$, то ротор, сповільнюючись, відійде в просторі назад, і вісь поля ротора буде відставати від осі поля статора на кут θ , а на векторній діаграмі вектор ЕРС \dot{E}_0 буде тепер відставати на кут θ від вектора напруги двигуна $\dot{U}_д = \dot{U}_1$ (рис. 42.1,в). При цьому вектор $j\dot{I}_1 \cdot x_c$, спрямований від кінця вектора напруги \dot{U}_1 до кінця вектора ЕРС \dot{E}_0 , змінює фазу (порівняно з рис. 42.1,а). Відповідно змінюється і напрямок вектора струму якоря \dot{I}_1 .

Кут φ_1 стає більшим за 90° та активна потужність змінює свій знак $P_2 = m \cdot U \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1 < 0$, тобто потужність не видається в мережу, а споживається з мережі. Синхронна машина переходить працювати в режим двигуна.

Вектор напруги мережі \dot{U}_c врівноважує тепер напругу на двигуні $\dot{U}_д$.

Якщо вектори величин, що характеризують роботу двигуна, розташувати в одному квадранті з напругою мережі \dot{U}_c , то векторна діаграма двигуна набуде виду, зображеному на рис. 42.2.

Це буде спрощена векторна діаграма двигуна без урахування активного опору обмотки якоря та без урахування насичення магнітного кола.

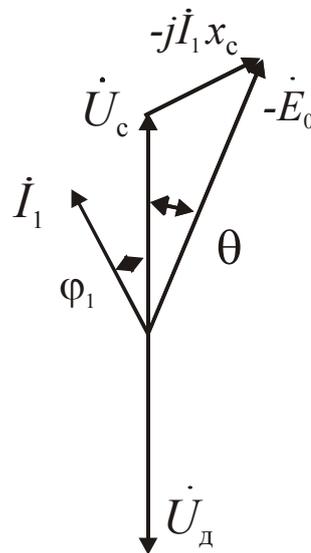


Рис. 42.2. Спрощена векторна діаграма СД

Цій діаграмі СД відповідає таке рівняння електричної рівноваги

$$-\dot{E}_0 = \dot{U}_c - j\dot{I}_1 x_c. \quad (42.1)$$

42.2. Векторні діаграми неявнополюсного синхронного двигуна

Векторні діаграми для двигуна прийнято зображувати відносно вектора напруги мережі \dot{U}_c . Надалі приймемо позначення $\dot{U}_1 = \dot{U}_c$. Для неявнополюсного СД повне рівняння електричної рівноваги має вигляд

$$-\dot{E}_0 = \dot{U}_1 - \dot{I}_1 \cdot r_1 - j\dot{I}_1 \cdot x_1 - j\dot{I}_1 \cdot x_a. \quad (42.2)$$

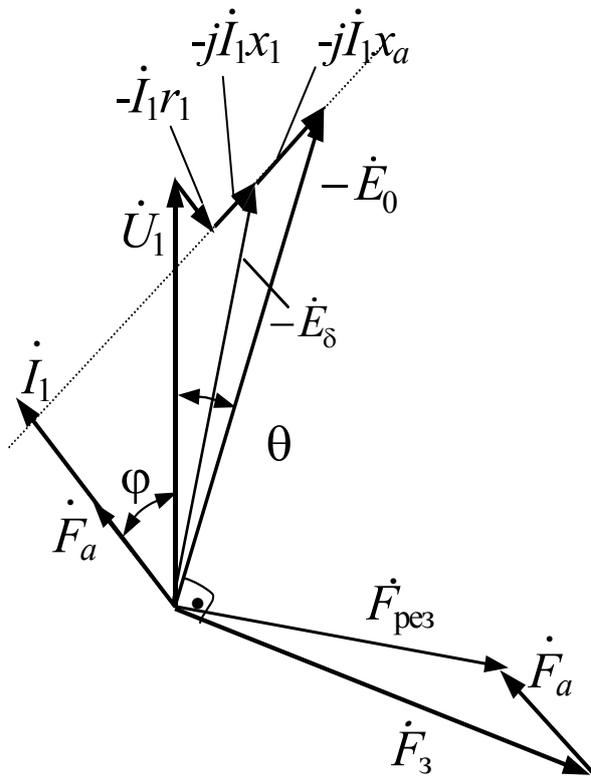


Рис. 42.3. Векторна діаграма неявнополюсного СД без урахування насичення

Векторна діаграма без урахування насичення показана на рис. 42.3. Тут E_δ – ЕРС наведена результируючим магнітним полем з МРС

$$\dot{F}_{\text{рез}} = \dot{F}_3 + \dot{F}_a.$$

На векторній діаграмі вектор $\dot{F}_{\text{рез}}$ відстає від ЕРС $-\dot{E}_\delta$, а МРС збудження \dot{F}_3 відстає від ЕРС $-\dot{E}_0$ на кут $\pi/2$.

МРС F_a створюється струмом якоря I_1 , збігається з ним за фазою та визначається розрахунковим шляхом

$$F_a = \frac{0,45 \cdot m_1 \cdot I_1 \cdot w_\phi \cdot k_{\text{обл}}}{p}.$$

Щоб врахувати насичення магнітного кола СД, будують **векторну діаграму Потьє**.

Мета побудови векторної діаграми така ж сама, як і в генераторах:

- визначити МРС збудження двигуна $F_{3\text{н}}$ при номінальному навантаженні, при заданих номінальній напрузі мережі $U_{1\text{н}}$, струмі якоря $I_{1\text{н}}$ та коефіцієнті потужності $\cos \varphi_{\text{н}}$;
- визначити ЕРС E_0 на затискачах СД у режимі неробочого ходу при незмінному значенні МРС збудження $F_{3\text{н}}$.

При побудові діаграми заданими є параметри r_1 , x_1 та характеристика неробочого ходу (ХНХ) $E_0 = f(F_3)$.

На рис. 42.4 показана побудова векторної діаграми Потьє для неявнополюсного СД при роботі з випереджувальним струмом I_1 відносно напруги мережі $U_{1\text{н}} = U_c$. Побудова діаграми проводиться в тій же послідовності, як і для генератора.

Реакція якоря при випереджувальному струмі є розмагнічуючою. Вектор струму якоря \dot{I}_{1H} випереджає вектор напруги мережі \dot{U}_{1H} , але відстає від вектора ЕРС \dot{E}_0 (на векторній діаграмі цей вектор не показаний).

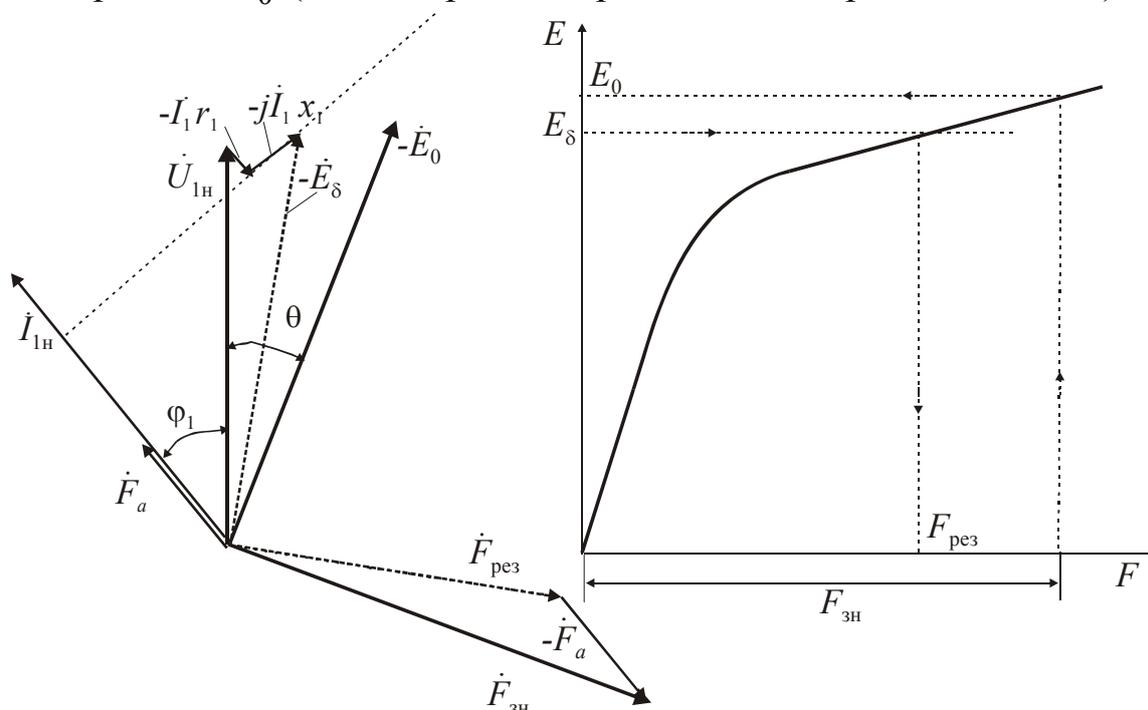


Рис. 42.4. Побудова векторної діаграми Потьє для СД

При випереджальному струмі якоря ЕРС E_0 більше від напруги мережі U_{1H} , що відповідає режиму перезбудження двигуна. У цьому режимі СД віддає в мережу реактивну потужність.

42.3. Векторні діаграми явнополюсного СД

Векторна діаграма явнополюсного двигуна може бути побудована за рівнянням

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_0 - \dot{E}_{ad} - \dot{E}_{aq} + j\dot{I}_1 \cdot x_1 + \dot{I}_1 \cdot r_1, \quad (42.3)$$

якщо відомий кут ψ між векторами \dot{I}_1 та $-\dot{E}_0$.

Така діаграма при випереджальному струмі якоря показана на рис. 42.5.

Струм якоря так само, як у генераторі, розкладають на складові по поздовжній та поперечній осях

$$I_d = I_1 \cdot \sin \psi;$$

$$I_q = I_1 \cdot \cos \psi.$$

Векторна сума ЕРС від поля полюсів $-\dot{E}_0$, поля поздовжньої реакції якоря $-\dot{E}_{ad}$ та поля поперечної реакції якоря $-\dot{E}_{aq}$ дає результуючу ЕРС

$$-\dot{E}_\delta = -\dot{E}_0 - \dot{E}_{ad} - \dot{E}_{aq}. \quad (42.4)$$

Напруга мережі

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_\delta + j\dot{I} \cdot x_1 + \dot{I}_1 \cdot r_1. \quad (42.5)$$

При продовженні вектора $j\dot{I} \cdot x_1$ до перетину з вектором $-\dot{E}_0$ утвориться трикутник ABC, кут при вершині А якого дорівнює ψ , а гіпотенуза

$$AB = \frac{\overline{AC}}{\cos \psi} = \frac{E_{aq}}{\cos \psi}. \quad (42.6)$$

Цим виразом користуються для побудови векторної діаграми Blondеля явнополюсного синхронного двигуна з урахуванням насичення, якщо відомі номінальні значення $U_{1н}$, $I_{1н}$, $\cos \varphi_n$.

Мета побудови діаграми Blondеля – знаходження величини МРС збудження СД при номінальному навантаженні $F_{зн}$. За цим значенням розраховують число витків обмотки збудження.

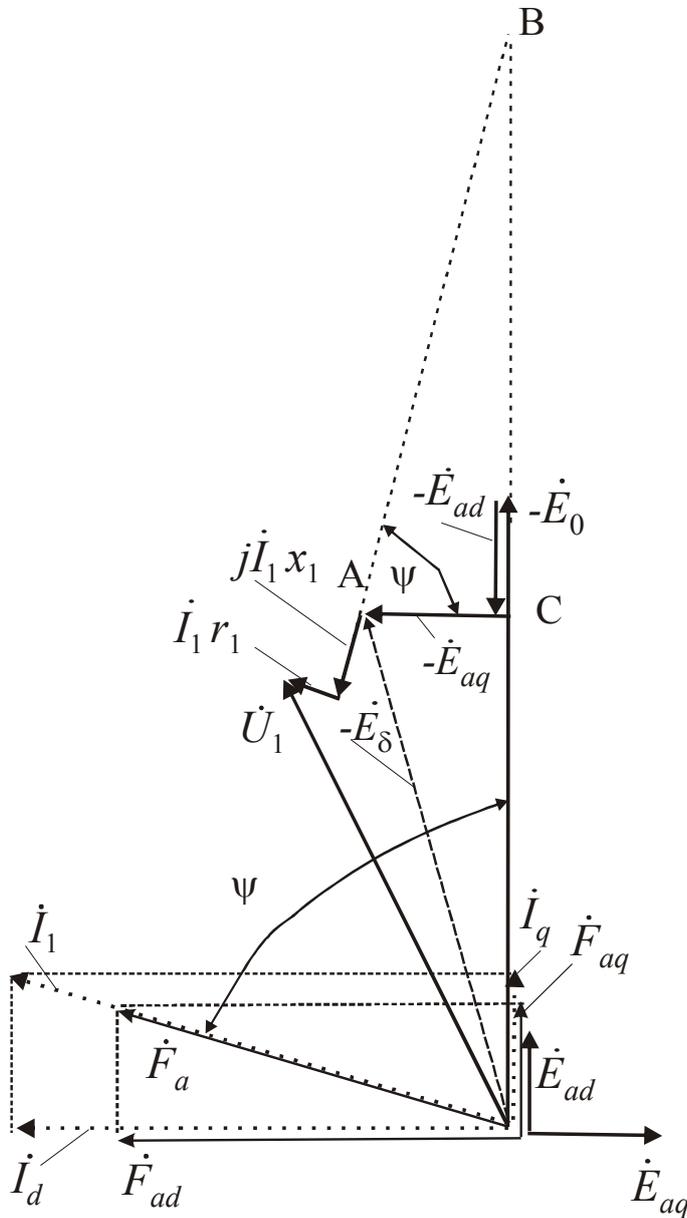


Рис. 42.5. Векторна діаграма синхронного явнополюсного двигуна

Для побудови даної діаграми рівняння напруг 42.3 записують у вигляді

$$-\dot{E}_0 = \dot{U}_1 - \dot{I}_1 \cdot r_1 - j\dot{I}_1 \cdot x_1 + \dot{E}_{1q} + \dot{E}_{1d}. \quad (42.7)$$

На рис. 42.6 показана побудова векторної діаграми Blondеля. Послідовність побудови така ж, як і в синхронному генераторі.

Величину ЕРС $E_{aq}/\cos\psi$ знаходять за ХНХ за значенням $F'_{aq}/\cos\psi$ та відкладають на продовженні вектора $-j\dot{I}_1 \cdot x_1$.

З'єднують точку В з початком векторної діаграми та дістають напрямком вектора ЕРС $-\dot{E}_0$ і величину кута ψ . Опустивши перпендикуляр із точки А на напрямком вектора $-\dot{E}_0$, дістають вектор результуючої ЕРС $-\dot{E}_{rd}$, що наводиться результуючим полем по поздовжній осі. Величину результуючої МРС по поздовжній осі F_{rd} визначають за ХНХ та значенням ЕРС E_{rd} .

Знаючи кут ψ , можна розкласти струм якоря на складові по поздовжній та поперечній осях I_d , I_q і знайти значення приведеної МРС поздовжньої реакції якоря $F'_{ad} = k_d \cdot F_a \cdot \sin\psi$.

Вектор МРС збудження при номінальному навантаженні визначають за рівнянням

$$\dot{F}_{3H} = \dot{F}_{rd} - \dot{F}'_{ad}.$$

За характеристикою НХ визначають величину ЕРС неробочого ходу E_0 , і відкладають вектор $-\dot{E}_0$ на векторній діаграмі (рис. 42.6).

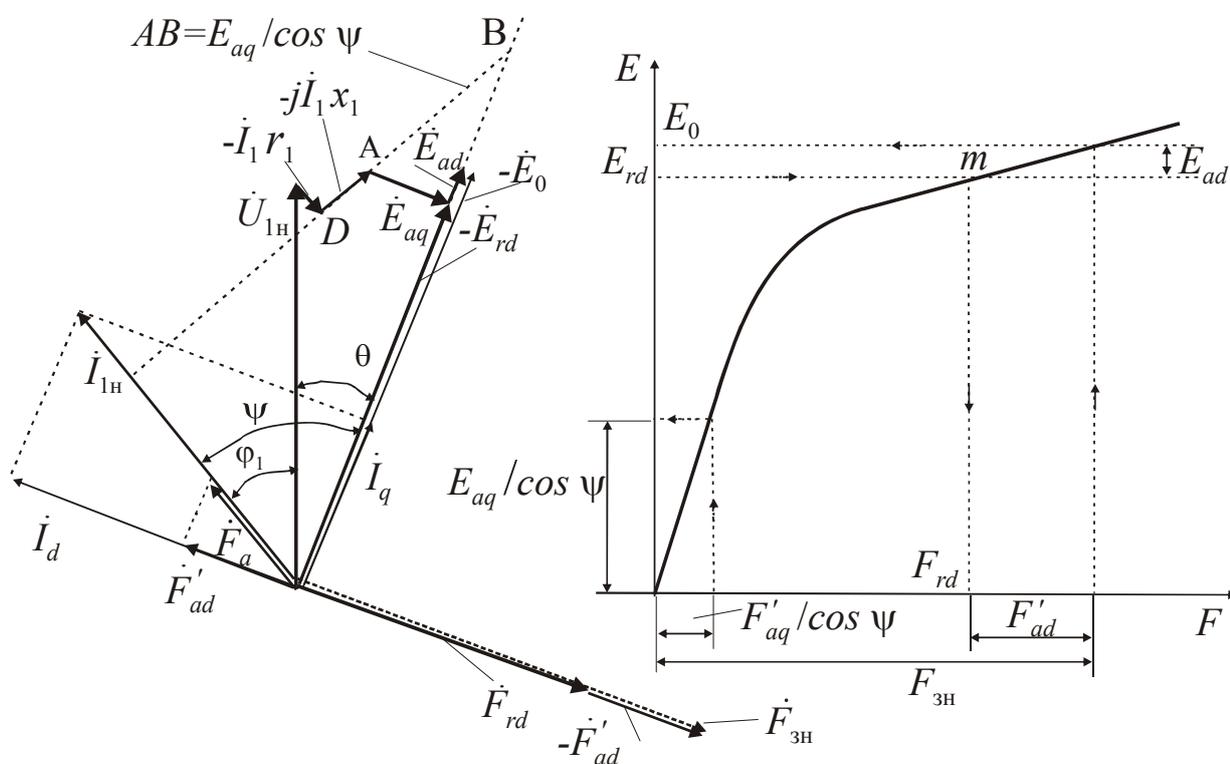


Рис. 42.6. Побудова векторної діаграми Blondеля явнополюсного СД

Значення ЕРС поздовжньої реакції якоря E_{ad} при такій побудові векторної діаграми визначено з урахуванням насичення магнітного кола. Точка t характеризує ступінь насичення магнітної системи СД.

Видозмінена векторна діаграма явнополюсного СД будується за рівнянням (42.8) без застосування ХНХ за заданими номінальними значеннями U_{1H} , I_{1H} , $\cos \varphi_H$

$$-\dot{E}_0 = \dot{U}_1 - \dot{I}_1 \cdot r_1 - j\dot{I}_d \cdot x_d - j\dot{I}_q \cdot x_q. \quad (42.8)$$

Це рівняння ми дістали шляхом заміни значень ЕРС у рівнянні (42.7) падіннями напруги на індуктивних опорах:

$$\dot{E}_{ad} = -j\dot{I}_d \cdot x_{ad}; \quad \dot{E}_{aq} = -j\dot{I}_q \cdot x_{aq}$$

та перетвореннями

$$j\dot{I}_1 \cdot x_1 = j\dot{I}_d \cdot x_1 + j\dot{I}_q \cdot x_1;$$

$$x_d = x_{ad} + x_1; \quad x_q = x_{aq} + x_1.$$

Значення синхронних індуктивних опорів x_d та x_q є відомими. На векторній діаграмі Блонделя (рис. 42.6) відрізок DB дорівнює

$$\overline{DB} = \overline{DA} + \overline{AB} = I_1 \cdot x_1 + E_{aq} / \cos \psi = I_1 \cdot x_q$$

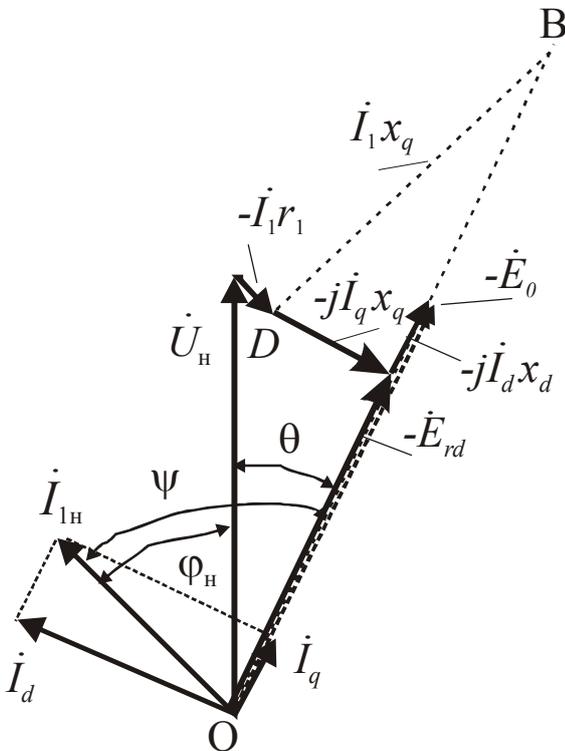


Рис. 42.7. Видозмінена векторна діаграма явнополюсного СД

Видозмінена векторна діаграма СД наведена на рис. 42.7.

Будують вектори напруги \dot{U}_{1H} та струму якоря \dot{I}_{1H} . До кінця вектора напруги додають вектор $\dot{I}_1 \cdot r_1$ й дістають точку D .

Під кутом $\pi/2$ до вектора струму якоря проводять відрізок $\overline{DB} = I_1 \cdot x_q$.

Точку B з'єднують з початком векторної діаграми, дістають напрямок вектора ЕРС $-\dot{E}_0$, кут ψ та складові струмів

$$I_q = I_1 \cdot \cos \psi;$$

$$I_d = I_1 \cdot \sin \psi.$$

Перпендикуляр, опущений із точки D на лінію OB, дає вектор $-j\dot{I}_q \cdot x_q$. Відкладаючи в масштабі напруги з кінця вектора $-j\dot{I}_q x_q$ за напрямком вектора $-\dot{E}_0$ вектор $-j\dot{I}_d \cdot x_{d_{нас}}$, дістають точку K, з'єднуючи яку з початком координат одержують вектор $-\dot{E}_0$.

42.4. Кутові характеристики

Оскільки перехід з режиму генератора в режим двигуна СМ обумовлює зміну фази вектора ЕРС \dot{E}_0 відносно вектора напруги \dot{U}_1 (знак кута навантаження θ), то вирази електромагнітної потужності та моменту явнополюсного СД можна дістати з відповідних виразів СГ, підставивши в них негативні значення кута $\theta < 0$,

$$P_{ем} = \frac{m \cdot U_1 \cdot E_0 \cdot \sin(-\theta)}{x_d} + \frac{m \cdot U_1^2}{2} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \cdot \sin(-2\theta) = P_{осн} + P_p, \quad (42.9)$$

$$M_{ем} = \frac{P_{ем}}{\Omega_1} = \frac{m \cdot U_1 \cdot E_0}{\Omega_1 \cdot x_d} \cdot \sin(-\theta) + \frac{m \cdot U_1^2}{2\Omega_1} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \cdot \sin(-2\theta) =$$

$$= M_{осн} + M_p. \quad (42.10)$$

При цьому електромагнітна потужність $P_{ем}$ та електромагнітний момент $M_{ем}$ СД виходять негативними.

Зміна знака потужності вказує на зміну потоку енергії та відповідну зміну режиму роботи СМ.

На координатних осях кутові характеристики СД $P_{ем}(M_{ем}) = f(\theta)$ розташовуються в третьому квадранті (рис. 42.8).

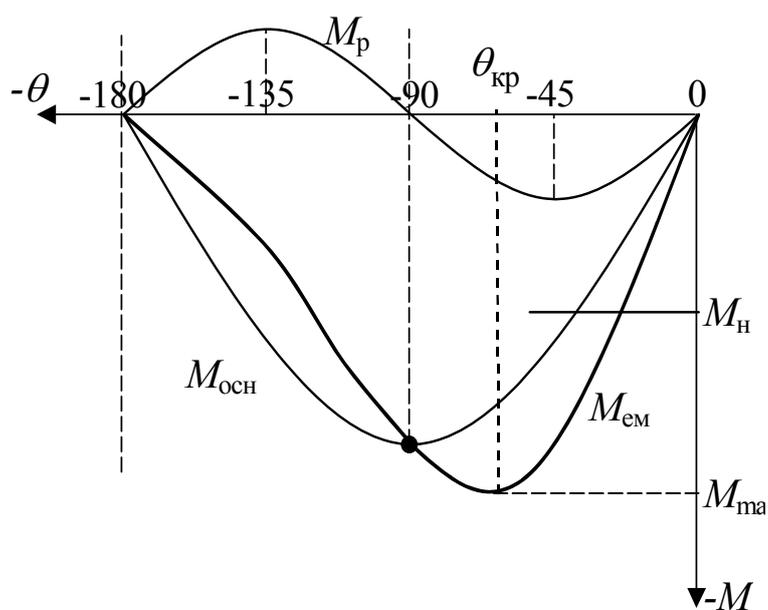


Рис. 42.8. Кутові характеристики явнополюсного СД

У СД електромагнітний момент спрямований у бік обертання та є обертаючим моментом, тоді як у генераторі електромагнітний момент є гальмовим. У явнополюсному СД обертаючий момент може створюватися при відсутності струму збудження за рахунок реактивної складової моменту M_p .

У неявнополюсному двигуні $x_d = x_q$ та реактивні складові потужності P_p та моменту M_p відсутні

$$P_{ем} = \frac{m \cdot U_1 \cdot E_0}{x_d} \cdot \sin(-\theta);$$

$$M_{ем} = \frac{P_{ем}}{\Omega_1} = \frac{m \cdot U_1 \cdot E_0}{\Omega_1 \cdot x_d} \cdot \sin(-\theta). \quad (42.11)$$

Однак оперувати негативними потужностями та моментами незручно, тому при розгляді рухового режиму потужності та моменти приймаються позитивними і кутові характеристики зображують у першому квадранті.

Тому вирази електромагнітної потужності та моменту СД, а також кутові характеристики мають такий самий вигляд, як і в СГ.

Зона сталої роботи СД лежить у межах зміни кута θ від нуля до $\theta_{кр}$. Критичний кут $\theta_{кр} = 90^\circ$ для неявнополюсних СД та $\theta_{кр} < 90^\circ$ для явнополюсних СД. При номінальному навантаженні $\theta_H = 20 \div 30^\circ$.

Величина M_{max} характеризує перевантажувальну здатність СД. Коefіцієнт статичної перевантажності СД визначають за виразом

$$k_{max} = M_{max} / M_H = 1,8 \div 2,6.$$

Оскільки M_{max} визначається головним чином основною складовою моменту, то

$$k_{max} \approx \frac{E_0^*}{x_d^* \cdot \cos \varphi}. \quad (42.12)$$

Перевантажувальну здатність СД можна збільшити шляхом збільшення E_0^* , тобто шляхом збільшення струму збудження та зменшенням x_d^* , тобто шляхом збільшення повітряного зазора.

Збільшення повітряного зазора призводить до здорожчання СД, тому що збільшуються його габарити внаслідок збільшення числа витків обмотки збудження.

Як видно з виразів електромагнітного моменту (42.10) та (42.11), основна частина величини електромагнітного моменту СД пропорційна першому ступеню напруги, прикладеної до двигуна. Зіставляючи з двигуном асинхронним, у якого електромагнітний момент пропорційний другому ступеню напруги, слід зазначити меншу чутливість СД до зміни напруги мережі.

42.5. V-подібні характеристики

Побудова V-подібних характеристик СД виконується для неявнополюсної конструкції машини за рівнянням (42.1), тобто

$$-\dot{E}_0 = \dot{U}_c - j\dot{I}_1 \cdot x_c.$$

Робота СД у режимі V-подібних характеристик аналізується при незмінній величині активної потужності, тобто

$$\overline{OD} = I_1 \cdot \cos \varphi_1 = const$$

та незмінній величині електромагнітної потужності, тобто

$$\overline{AB} = E_0 \cdot \sin \theta = const.$$

На основі сімейства векторних діаграм (рис. 42.9) можна побудувати V-подібні характеристики СД (рис. 42.10).

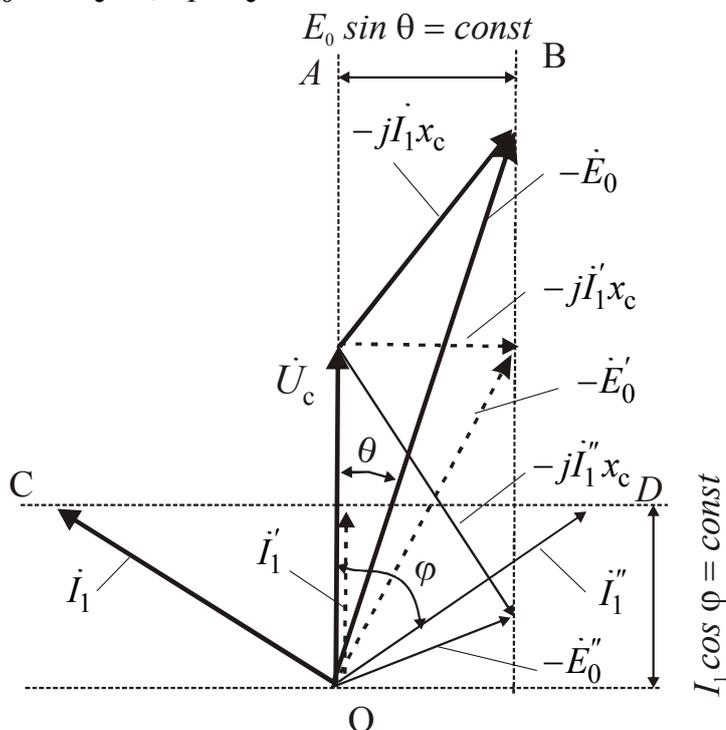


Рис. 42.9. Векторні діаграми неявнополюсного СД при $P_{ем} = const$

При незмінній напрузі мережі ($U_c \approx -\Sigma E = const$) результуюче магнітне поле машини також постійне. Тому при зміні МРС збудження \dot{F}_3 МРС статора \dot{F}_a змінюється таким чином, щоб результат їхньої спільної дії $\dot{F}_{рез} = \dot{F}_3 + \dot{F}_a$ залишався незмінним. Ця зміна \dot{F}_a може відбуватися тільки за рахунок зміни величини та фази струму \dot{I}_1 .

При збільшенні струму збудження від деякого мінімального значення, обумовленого межею статичної стійкості СД, відбувається зменшення струму статора за рахунок зменшення індуктивної складової (активна складова $I_1 \cdot \cos \varphi = const$), що робить розмагнічуючу дію на магнітну систему машини. При деякому значенні I_3 індуктивна складова струму статора дорівнює нулю ($\cos \varphi = 1$). При подальшому збільшенні струму збудження, для сталості магнітного поля, магнітне поле якоря стає розмагнічуючим, тим більшим, чим більше МРС збудження.

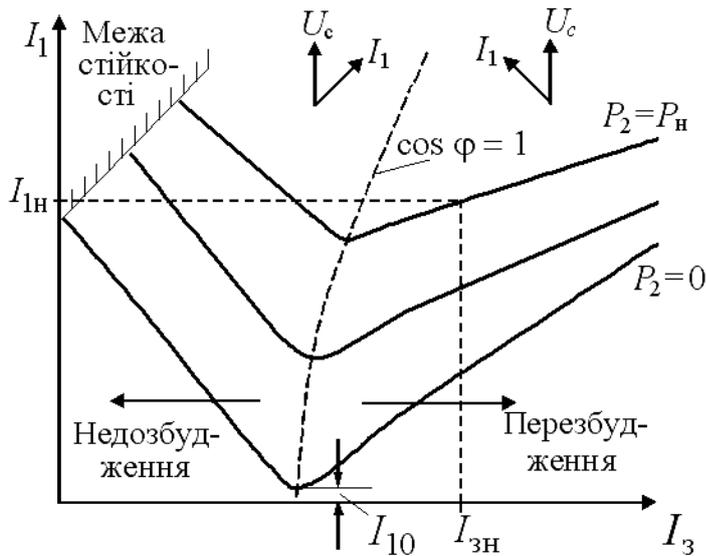


Рис. 42.10 V-подібні характеристики СД

При перезбудженні СД працює зі струмом, що випереджає напругу мережі та посиляє в мережу реактивну потужність

$$Q = m \cdot U_c \cdot I_1 \cdot \sin \varphi_1 > 0.$$

СД при перезбудженні є генератором реактивної потужності.

При недозбудженні СД працює зі струмом якоря, що відстає від напруги мережі.

Поздовжня реакція якоря в цьому випадку є намагнічуючою.

При недозбудженні СД з мережі надходить реактивна потужність

$$Q = m \cdot U_c \cdot I_1 \cdot \sin \varphi_1 < 0.$$

Недозбуджений синхронний двигун не відрізняється від асинхронного, який споживає реактивну потужність з мережі.

Тому синхронні двигуни проектуються для роботи при номінальному навантаженні з перезбудженням і $\cos \varphi = 0,9$. Робота з перезбудженням є кращою і з погляду підвищення максимального моменту та перевантажувальної здатності СД.

При неробочому ході СД ($P_2 = 0$) V-подібна характеристика не торкається осі абсцис. Врати НХ компенсується за рахунок мережі, тому струм якоря має деяку активну складову I_{10} і не може дорівнювати нулю.

В СГ втрати неробочого ходу компенсуються первинним двигуном, та V-подібна характеристика в режимі НХ торкається осі абсцис (рис. 41.11).

42.6. Робочі характеристики

За умови, що $U_c = const$, $f_1 = const$, $I_3 = const$, робочі характеристики СД – це залежності $M_2, P_1, I_1, \eta, \cos \varphi_1 = f(P_2)$ (рис. 42.11).

Залежність навантажувального моменту на валу M_2 від корисної потужності P_2 має лінійний характер, тому що $M_2 = P_2 / \Omega$, а кутова швидкість ротора $\Omega = const$.

Зі зростанням P_2 зростають сумарні втрати $\sum \Delta p$, і потужність $P_1 = P_2 + \sum \Delta p$ зростає швидше корисної потужності на валу, тому $P_1 = f(P_2)$ носить криволінійний характер. При $P_2 = 0$ споживана потужність дорівнює втратам неробочого ходу $P_1 = P_0$.

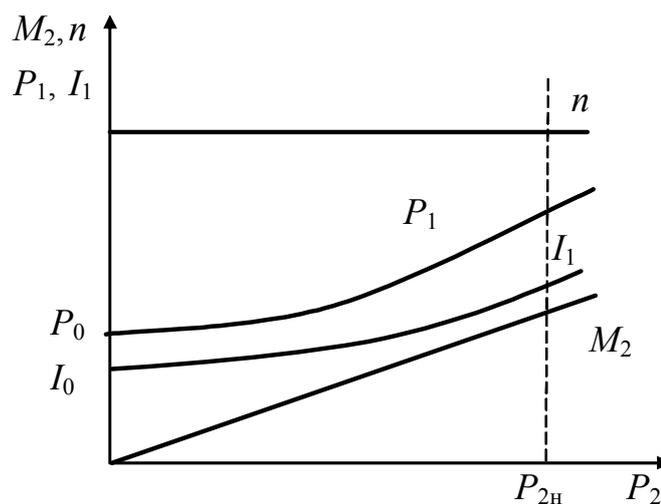


Рис. 42.11. Робочі характеристики СД

Струм якоря $I_1 = P_1 / (m \cdot U_1 \cdot \cos \varphi_1)$ і характеристика $I_1 = f(P_2)$ є нелінійною, але вид її залежить від зміни коефіцієнта потужності.

Вигляд характеристики $\cos \varphi_1 = f(P_2^*)$ залежить від величини струму збудження $I_3 = const$, при якому знімаються робочі характеристики.

На рис. 42.12 крива 1 відповідає збудженню, при якому $\cos \varphi_1 = 1$ при неробочому ході.

На рис. 42.13 наведені спрощені векторні діаграми СД, побудовані при збільшенні навантаження при $\cos \varphi_1 = 1$ в режимі НХ та за умови $I_3 = const$ (отже, $E_0 = const$).

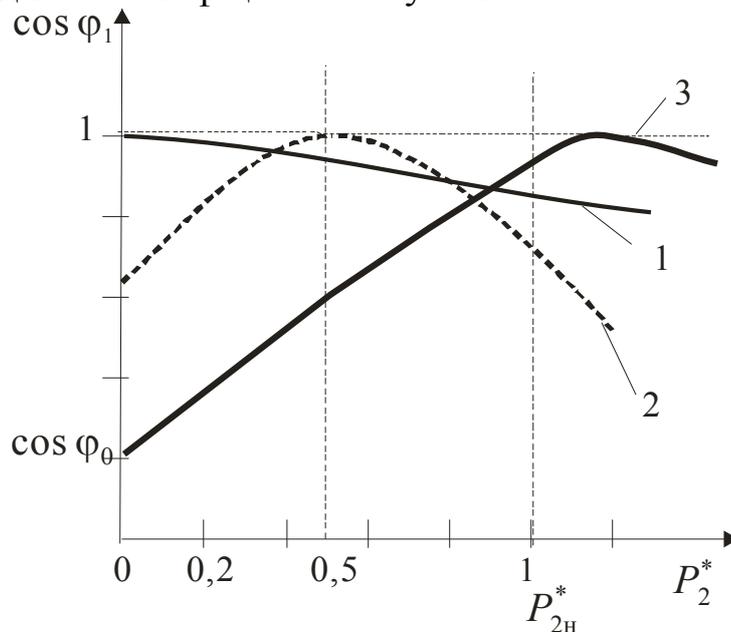


Рис. 42.12. Залежності $\cos \varphi_1 = f(P_2^*)$ при різних величинах

вини періоду – з полюсами другої полярності. Відповідно до цього буде змінюватися напрямок обертаючого моменту, а внаслідок механічної інерції ротора цей момент протягом напівперіоду не зможе розігнати ротор до синхронної частоти обертання.

Для пуску СД доводиться застосовувати способи, сутність яких складається в попередньому приведенні ротора в обертання до підсинхронної частоти обертання.

При пуску СД без навантаження можна застосовувати:

- **пуск за допомогою приводного двигуна**, з яким можна здійснити підмикання СМ до мережі за методом точної або грубої синхронізації, а потім перевести СМ у руховий режим;
- **частотний пуск**, при якому частота напруги живлення регулюється від нуля до f_1 . При цьому збільшується частота обертання магнітного поля статора й ротор, йдучи за полем, поступово підвищує свою частоту обертання.

Пуск СД під навантаженням здійснюється **асинхронним способом пуску**. Для реалізації асинхронного пуску в полюсах СД повинна бути закладена пускова обмотка, що являє собою короткозамкнену обмотку типу білячої клітки, стержні якої покладені в пази полюсних наконечників і з'єднані з торців КЗ кільцями або сегментами. Після запуску СД пускова обмотка виконує функції заспокійливої обмотки, обмежуючи хитання ротора.

Схема вмикання СД при асинхронному пуску наведена на рис. 42.14. СД пускається в хід як короткозамкнений АД. Обмотка статора підмикається до мережі. Виникаюче при цьому обертове магнітне поле статора наводить у стержнях пускової обмотки ЕРС, під дією якої у стержнях пускової обмотки протікає струм.

У результаті взаємодії струму пускової обмотки з магнітним полем статора утворюється електромагнітний момент, під дією якого ротор починає обертатися.

При частоті обертання, близької до синхронного $n \approx 0,95 \cdot n_1$, обмотку збудження підмикають до джерела постійної напруги.

При цьому утворюється синхронний момент, що втягує двигун у синхронізм.

Чим менше навантаження на валу двигуна, тим легше його входження в синхронізм.

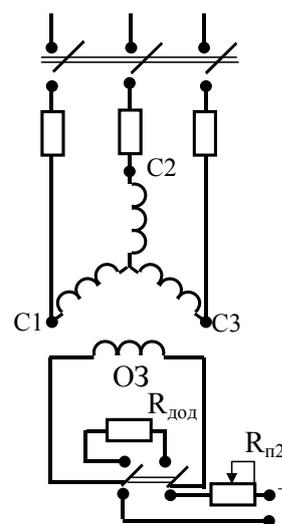


Рис. 42.14. Схема вмикання СД при асинхронному пуску

Явнополюсні двигуни малої потужності, що пускають без навантаження на валу, іноді входять у синхронізм лише за рахунок реактивного моменту навіть без вмикання напруги на обмотку збудження. При навантаженні ковзання зростає і двигун важче входить у синхронізм.

Найбільший навантажувальний момент, при якому ротор СД ще втягується в синхронізм, називається **моментом входу в синхронізм** $M_{\text{вх}}$.

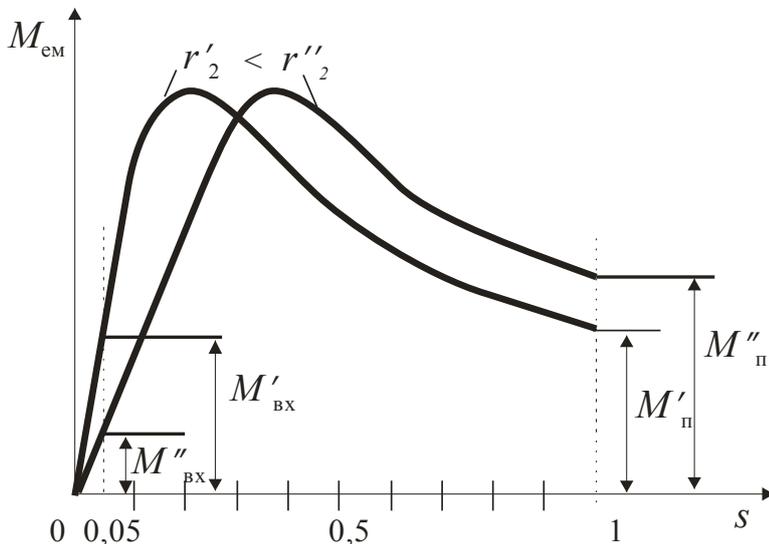


Рис. 42.15. Пускові характеристики СД при асинхронному пуску

Для СД, що пускається як асинхронний, характерні такі моменти відповідно до пускової характеристики

$$M_{\text{ем}} = f(s) \quad (\text{рис. 42.15}):$$

- **пусковий** обертаючий момент $M_{\text{п}}$, що розвивається двигуном при $s = 1$;
- **вхідний** обертаючий момент $M_{\text{вх}}$, що розвивається при підсинхронній швидкості, тобто при $s = 0,05$.

Величини моментів $M_{\text{п}}$ і $M_{\text{вх}}$ залежать від величини опору r'_2 пускової клітки, тобто від перетину стержнів і матеріалу, з якого вони виготовлені. Зі збільшенням r'_2 зростає пусковий момент $M''_{\text{п}} > M'_{\text{п}}$, але одночасно зменшується вхідний момент $M''_{\text{вх}} < M'_{\text{вх}}$ (рис. 42.15).

Залежно від умов роботи й призначення привода потрібні різні величини вхідного й пускового моментів.

У процесі асинхронного пуску СД обмотку збудження не можна залишати розімкнутою, тому що вона має велику кількість витків, і обертовий магнітний потік статора наводить у ній значну ЕРС, небезпечну для ізоляції обмотки. Тому обмотка збудження (ОЗ) замикається на додатковий опір $R_{\text{дод}} = (10 \div 12)R_{\text{оз}}$.

Замикання ОЗ накоротко теж неприпустимо. Трифазний СД із замкнутою обмоткою збудження при відсутності пускової обмотки представляє відносно пуску двигун з трифазною первинною обмоткою й однофазною вторинною обмоткою. У цьому випадку виникає явище, що зветься «одноосьовим ефектом».

Однофазний струм, що протікає в контурі ОЗ, створює пульсуюче магнітне поле, яке можна розкласти на поле прямої $\Phi_{\text{ОЗ пр}}$ й поле зворотної послідовності $\Phi_{\text{ОЗ зб}}$ (рис. 42.16). Частота обертання кожного поля відносно ротора дорівнює $(n - n_1)$.

Пряме поле $\Phi_{\text{ОЗ пр}}$ обертається відносно статора із частотою

$$n_{\text{пр}} = n + (n_1 - n) = n_1. \quad (42.13)$$

Зворотне поле $\Phi_{\text{ОЗ зб}}$ обертається відносно статора із частотою

$$\begin{aligned} n_{\text{зб}} &= n - (n_1 - n) = (2n - n_1) = \\ &= 2n_1 \cdot (1 - s) - n_1 = n_1 \cdot (1 - 2s). \end{aligned} \quad (42.14)$$

Зворотне поле $\Phi_{\text{ОЗ зб}}$ наводить в обмотці статора ЕРС і струм із частотою

$$\begin{aligned} f_2 &= p \cdot n_{\text{зб}} = p \cdot n_1 \cdot (1 - 2s) = \\ &= f_1 \cdot (1 - 2s). \end{aligned} \quad (42.15)$$

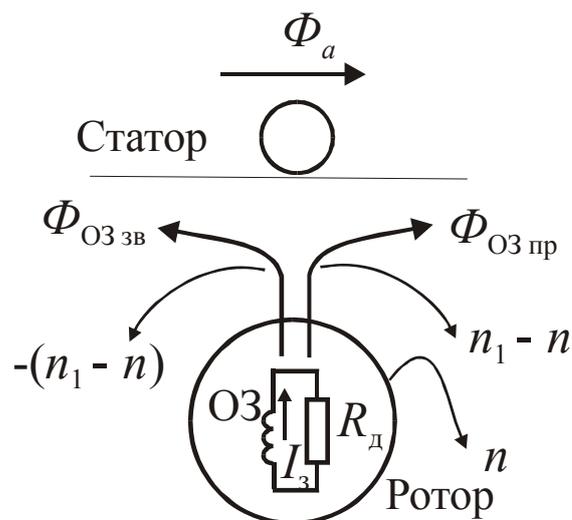


Рис. 42.16. Поля, створені однофазним струмом обмотки збудження

Взаємодія цього струму статора з обертовим магнітним полем $\Phi_{\text{ОЗ зб}}$ статора приводить до створення додаткового асинхронного моменту $M_{\text{дод}}$ (рис. 42.17). Напрямок дії цього моменту залежить від напрямку обертання зворотного поля $n_{\text{зб}}$ відносно статора.

При $n = 0,5 \cdot n_1$, тобто при ковзанні $s = 0,5$, зворотне поле нерухомо відносно статора й $M_{\text{дод}} = 0$.

При $n > 0,5n_1$, тобто при ковзанні $s < 0,5$, додатковий момент спрямований проти обертання ротора й носить характер гальмуючого моменту.

Результуюча крива електромагнітного моменту значно викривляється. З'являється провал при половинній частоті обертання. При великому значенні статичного моменту навантаження на валу $M_{\text{ст}}$ двигун не зможе розвинути швидкість, що перевищує половину синхронної, й «застрягне» в точці А.

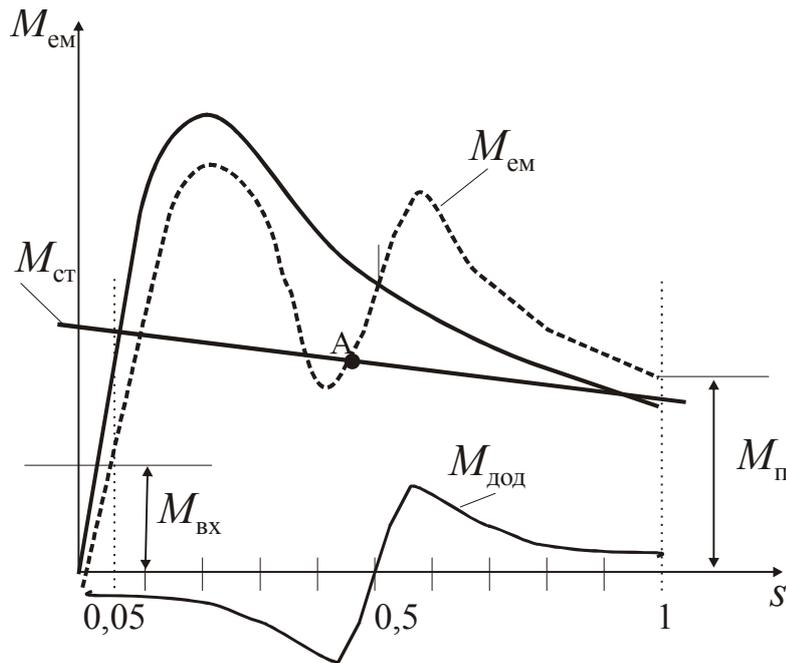


Рис. 42.17. Явище «одноосьового ефекту» при асинхронному пуску СД

При частоті обертання ротора $n < 0,5 \cdot n_1$, тобто при ковзанні $s > 0,5$, зворотне поле переміщається відносно статора у бік, протилежний обертанню ротора, при $n = 0,5 \cdot n_1$, тобто $s = 0,5$. Це поле нерухомо відносно статора, а при $n > 0,5 \cdot n_1$, тобто при $s < 0,5$, воно переміщається у бік обертання ротора.

При асинхронному пуску синхронного двигуна виникають значні пускові струми. Тому асинхронний пуск при повній напрузі застосовується при досить великій потужності мережі, здатній витримати п'яти - семи-кратні поштовхи пускового струму без помітного спадання напруги.

У протилежному випадку застосовується пуск двигуна при зниженій напрузі – автотрансформаторний або реакторний.

42.8. Синхронний компенсатор

Як синхронний компенсатор (СК), або фазокомпенсатор (ФК), використовується синхронний двигун, що працює в режимі неробочого ходу з перебудженням, тобто $E_0 > U_1$.

По обмотці статора у цьому випадку протікає практично реактивний струм. Струм фазокомпенсатора $\dot{I}_{СК}$ випереджає напругу мережі на кут майже 90° .

Векторна діаграма напруги СК показана на рис. 42.18 і будується за рівнянням (за умови $r_1 = 0$)

$$-\dot{E}_0 = \dot{U}_1 - j\dot{I}_{\text{СК}}x_c.$$

СК є генератором реактивної потужності.

Він може працювати в режимі поліпшення $\cos\varphi$ мережі або в режимі стабілізатора напруги.

Для поліпшення $\cos\varphi_c$ мережі ФК підмикається в мережу ближче до споживача Z (рис. 42.19).

Якщо ФК підімкнений до мережі та ненавантажений, то його ЕРС дорівнює напрузі мережі $\dot{E}_0 = \dot{U}_c$ й струм у статорі ФК відсутній.

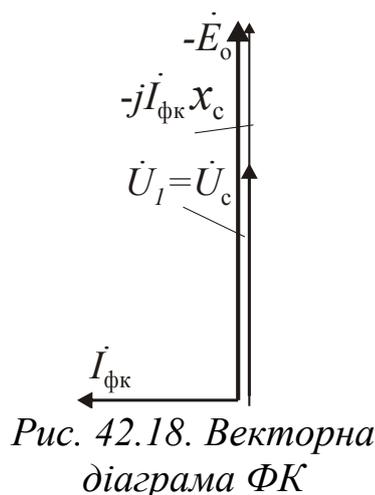


Рис. 42.18. Векторна діаграма ФК

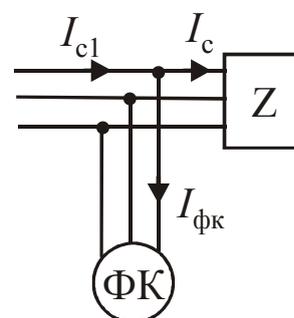


Рис. 42.19. Підмикання СК

Припустимо, що мережа завантажена струмом I_c , що має активну I_{ca} й реактивну I_{cp} складові (рис. 42.20). Збільшимо струм збудження ФК так, щоб ЕРС зроста до значення \dot{E}'_0 ($E'_0 > U_c$).

Виникаюча при цьому різниця ЕРС (рис. 42.20)

$$\Delta\dot{E} = \dot{E}'_0 + \dot{U}_c$$

обумовлює струм

$$\dot{I}_{\text{фк}} = j \frac{\Delta\dot{E}}{x_c},$$

що відстає від $\Delta\dot{E}$ на кут $\pi/2$.

Струм у мережі I_{c1} дорівнює геометричній сумі струму I_c , обумовленого навантаженням, й струму фазокомпенсатора $I_{\text{фк}}$

$$\dot{I}_{c1} = \dot{I}_c + \dot{I}_{\text{фк}}.$$

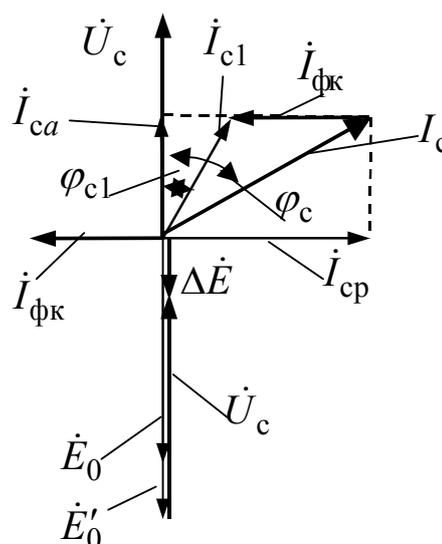


Рис. 42.20. Пояснення збільшення $\cos\varphi$ мережі при наявності ФК

Векторна діаграма струмів показана на рис. 42.20. Кут зрушення між вектором напруги мережі й струмом мережі I_{c1} зменшується до φ_{c1} , а коефіцієнт потужності мережі $\cos \varphi_{c1}$ збільшується

$$\cos \varphi_{c1} > \cos \varphi_c.$$

ФК розвантажує мережу від реактивних струмів I_{cp} , що сприяє зменшенню струму мережі I_{c1} та зменшенню втрат у лінії.

Тобто при роботі в режимі регулювання $\cos \varphi_c$ синхронний компенсатор працює зі змінним струмом збудження $I_3 = \text{var}$.

При роботі СК у режимі стабілізатора напруги струм збудження СК установлюється постійним такої величини, щоб ЕРС компенсатора \dot{E}_0 дорівнювала номінальній напрузі мережі $U_{cн}$. Цьому стану відповідає діаграма (рис. 42.21,а).

При зменшенні напруги мережі $U_c < U_{cн}$ (рис. 42.21,б) виникає ЕРС $\Delta \dot{E} = \dot{E}_0 + \dot{U}_c$ та струм $\dot{I}_{ск} = j \frac{\Delta \dot{E}}{x_c}$, який випереджає напругу мережі на кут $\pi / 2$.

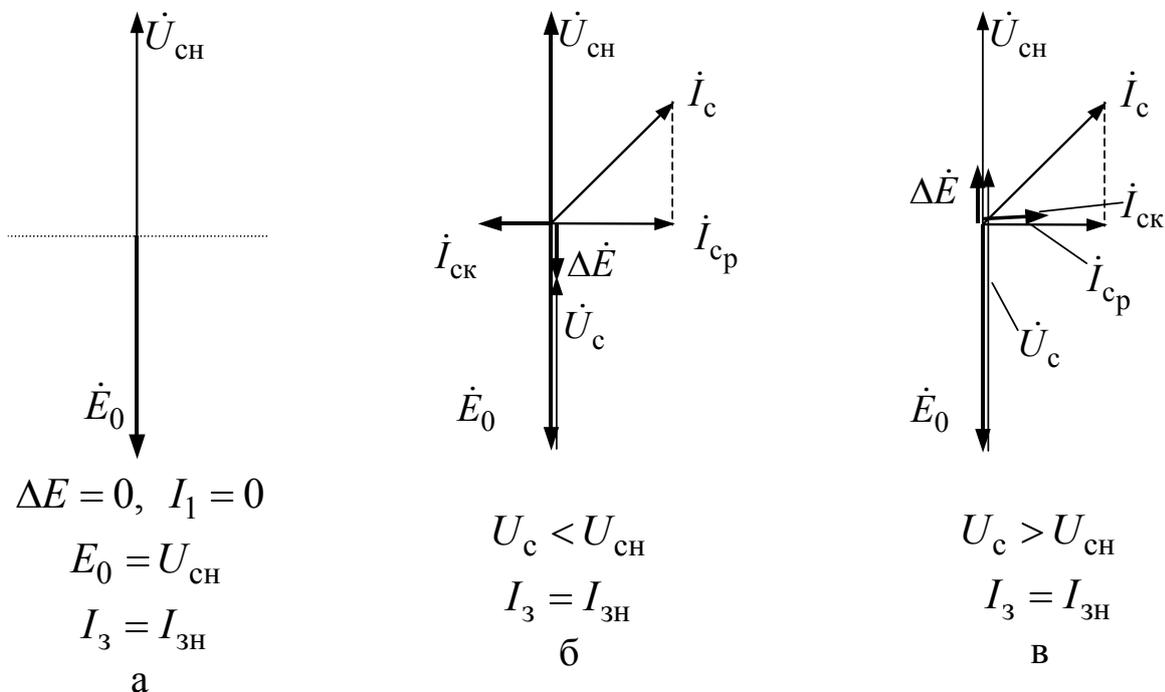


Рис. 42.21. Пояснення зміни напруги мережі при наявності СК

Тобто СК компенсує реактивний струм мережі, зменшуючи падіння напруги в мережі та спричиняючи зростання напруги.

При підвищенні напруги в мережі, тобто при $U_c > U_{сн}$, виникає аналогічний процес створення $\Delta \dot{E}$. Тільки у цьому випадку струм статора СК $\dot{I}_{СК}$ відстає від напруги мережі, тобто СК завантажує мережу реактивним струмом, збільшуючи тим самим падіння напруги в мережі й зменшуючи напругу мережі до номінального значення. На рис. 42.22 зображені характеристики СК $I_{СК}^* = f(U_c^*)$ при різних напругах.

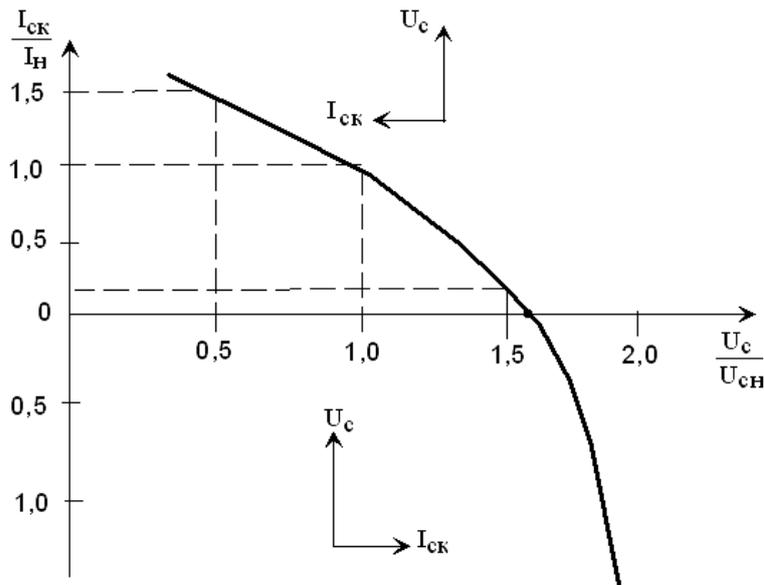


Рис. 42.22.
Характеристика
СК $I_{СК}^* = f(U_c^*)$

СК відрізняється за конструкцією від СД:

- оскільки СК працює без навантаження, то немає необхідності мати велику перевантажувальну здатність, тому СК проектується з мінімальним повітряним зазором;
- зменшення повітряного зазору приводить до зменшення числа витків обмотки збудження, й отже, до зменшення габаритів і здешевлення машини;
- СК не несе навантаження, тому в нього немає необхідності мати вихідний кінець вала.

Номінальну потужність СК розраховують за величиною реактивної потужності

$$S_H = Q_H = m \cdot U_H \cdot I_H \cdot \sin \varphi_H.$$

Компенсатори будують на потужність до $S_H = 100000 \text{ кВ} \cdot \text{А}$. Вони мають явнополюсну конструкцію при $2p = 6$ або $2p = 8$. Для здійснення асинхронного пуску всі СК забезпечуються пусковою обмоткою.

43. МАТЕРІАЛ ДЛЯ САМОСТІЙНОЇ РОБОТИ

Запитання для самоперевірки

1. Поясніть принцип наведення ЕРС в обмотці статора синхронного генератора.
2. Поясніть принцип дії синхронної машини в режимі генератора.
3. Поясніть принцип дії синхронної машини в режимі двигуна.
4. Поясніть призначення елементів конструкції синхронної явнополюсної та неявнополюсної машини.
5. Поясніть розподіл поля збудження синхронної машини.
6. Поясніть розподіл поля якоря по поздовжній та поперечній осях синхронної явнополюсної машини.
7. Поясніть співвідношення коефіцієнтів k_{ad} та k_{aq} в синхронних машинах явнополюсної та неявнополюсної конструкції.
8. Поясніть характер реакції якоря при активному, індуктивному та ємнісному навантаженні.
9. Запишіть та поясніть рівняння напруги явнополюсного СГ.
10. Поясніть робочий процес в явнополюсному СГ.
11. Запишіть та поясніть складові рівняння напруги неявнополюсного СГ.
12. Поясніть побудову спрощеної векторної діаграми неявнополюсного СГ.
13. Поясніть побудову векторної діаграми Потье неявнополюсного СГ.
14. Поясніть побудову векторної діаграми Blondеля для явнополюсного СГ.
15. Поясніть побудову видозміненої векторної діаграми явнополюсного СГ.
16. Як визначити синхронний індуктивний опір x_d ?
17. Що таке відношення короткого замикання (ВКЗ) та як залежать показники машини від її величини?
18. Як визначити індуктивний опір розсіяння обмотки якоря та індуктивний опір розсіяння Потье?
19. Поясніть зовнішні характеристики СГ при різних навантаженнях.
20. Поясніть регульовальні характеристики СГ при різних навантаженнях.
21. Поясніть енергетичну діаграму СГ та складові втрат.
22. Які умови вмикання СГ на паралельну роботу?
23. Поясніть схему вмикання ламп синхрооскопа на гасіння світла та векторну діаграму напруги мережі та ЕРС генератора.
24. Поясніть схему вмикання ламп синхрооскопа на обертання світла та векторну діаграму напруги мережі та ЕРС генератора.
25. Поясніть процес вмикання СГ за способом самосинхронізації.

26. Як змінити реактивну та активну потужність при паралельній роботі СГ?
27. Поясніть кутові характеристики синхронних генераторів.
28. Поясніть V-подібні характеристики СГ при різних значеннях електромагнітної потужності.
29. Запишіть рівняння електричної рівноваги та побудуйте векторну діаграму неявнополюсного СД без урахування насичення.
30. Поясніть побудову векторної діаграми Потьє для неявнополюсного СД.
31. Запишіть рівняння електричної рівноваги та побудуйте векторну діаграму Blondеля для явнополюсного СД.
32. Поясніть побудову видозміненої векторної діаграми явнополюсного СД.
33. Проаналізуйте вирази електромагнітної потужності та електромагнітного моменту.
34. Поясніть кутові характеристики явнополюсного та неявнополюсного СД.
35. Побудуйте та поясніть V-подібні характеристики СД.
36. Поясніть робочі характеристики СД.
37. Поясніть особливості різних способів пуску СД.
38. Наведіть та поясніть векторну діаграму синхронного компенсатора.

Типові задачі по синхронних машинах

Задача 43.1

Трифазний синхронний генератор працює на окреме навантаження й має такі дані: $P_{2H} = 480 \text{ кВт}$, $U_H = 6300 \text{ В}$, $\cos \varphi_H = 0,8$, $r_1 = 2,15 \text{ Ом}$, $\Delta p_{ст} = 16,3 \text{ кВт}$, $\Delta p_3 = 14,2 \text{ кВт}$, $\Delta p_{мех} + \Delta p_{дод} = 5,9 \text{ кВт}$.

Визначити ККД генератора при $\cos \varphi_H = 0,8$ при струмах навантаження 0,25, 0,5, 0,75, 1,0, 1,1 від номінального. Прийняти, що напруга на генераторі при зміні навантаження змінюється за лінійним законом. Зміна напруги генератора при $\cos \varphi_H = 0,8$ становить $\odot 0,25 \cdot \Delta U_H$. Обмотка статора з'єднана зіркою.

Розв'язання

1. Номінальний струм статора

$$I_{1H} = \frac{P_{2H}}{\sqrt{3} \cdot U_H \cdot \cos \varphi_H} = \frac{480 \cdot 10^3}{1,73 \cdot 6300 \cdot 0,8} = 55 \text{ А}.$$

2. Електричні втрати в обмотці статора

$$\Delta p_{ел1} = m \cdot I_{1H}^2 \cdot r_1 = 3 \cdot 55^2 \cdot 2,15 \cdot 10^{-3} = 19,5 \text{ кВт}.$$

3. Сумарні втрати при номінальному навантаженні

$$\begin{aligned}\Sigma\Delta p &= \Delta p_{\text{ел1}} + \Delta p_{\text{ст}} + (\Delta p_3 + \Delta p_{\text{мех}} + \Delta p_{\text{дод}}) = \\ &= 19,5 + 16,3 + (14,2 + 5,9) = 35,8 + 20,1 = 55,9 \text{ кВт}.\end{aligned}$$

4. ККД при номінальному навантаженні

$$\eta = \frac{P_{2\text{н}}}{P_{2\text{н}} + \Sigma\Delta p} = \frac{480}{480 + 55,9} = 0,895.$$

Розрахунок ККД при інших навантаженнях зведемо у табл. 43.1.

Таблиця 43.1

β	U_1	I_1	$\Delta p_{\text{ел1}}$	$\Delta p_{\text{ст}}$	$\Sigma\Delta p$	P_2	η
	В	А	кВт	кВт	кВт	кВт	в. о.
1,1	6090	60,5	23,6	15,2	58,9	510	0,896
1	6300	55	19,5	16,3	55,9	480	0,895
0,75	6825	41,2	10,9	19,1	50,1	389	0,886
0,5	7350	27,5	4,9	22,2	47,2	280	0,856
0,25	7875	13,75	1,2	25,5	46,8	150	0,761

З урахуванням збільшення напруги при зменшенні навантаження

$$\Delta U = \frac{U_0 - U_{\text{н}}}{U_0} = 0,25, \text{ звідки } U_0 = \frac{U_{\text{н}}}{1 - \Delta U} = \frac{6300}{1 - 0,25} = 8400 \text{ В}.$$

Задача 43.2

Трифазний неявнополюсний СГ розвиває активну потужність $P_2 = 35000 \text{ кВт}$, підімкнений до шин станції з напругою $U_c = 10,5 \text{ кВ}$. Синхронний опір $x_c = 3 \text{ Ом}$, $n = 3000 \text{ об/хв}$, $\cos \varphi = 1$. Побудувати куткову характеристику й спрощену векторну діаграму. Визначити струм генератора.

Розв'язання

1. Корисна потужність генератора

$$P_2 = \sqrt{3} \cdot U_c \cdot I_{\Gamma} \cdot \cos \varphi_1,$$

звідки визначаємо струм генератора

$$I_{\Gamma} = \frac{P_2}{\sqrt{3} \cdot U_c \cdot \cos \varphi} = \frac{35000}{\sqrt{3} \cdot 10,5 \cdot 1} = 1927 \text{ А}.$$

2. Векторна діаграма синхронного неявнополюсного генератора може бути побудована за рівнянням

$$\dot{E}_0 = \dot{U}_1 + j\dot{I}_1 \cdot x_c,$$

де $U_1 = U_{\text{нф}} = U_c / \sqrt{3} = 10,5 / \sqrt{3} = 6,07 \text{ кВ}$.

3. Спрощена векторна діаграма СГ без врахування насичення показана на рис. 43.1.

$$\begin{aligned} E_0 &= \sqrt{OA^2 + (\overline{AB} + \overline{BC})^2} = \sqrt{(U_1 \cdot \cos \varphi)^2 + (U_1 \cdot \sin \varphi + I_1 \cdot x_c)^2} = \\ &= \sqrt{6,07^2 + (6,07 + 1,927 \cdot 3,3)^2} = 13,8 \text{ кВ}. \end{aligned}$$

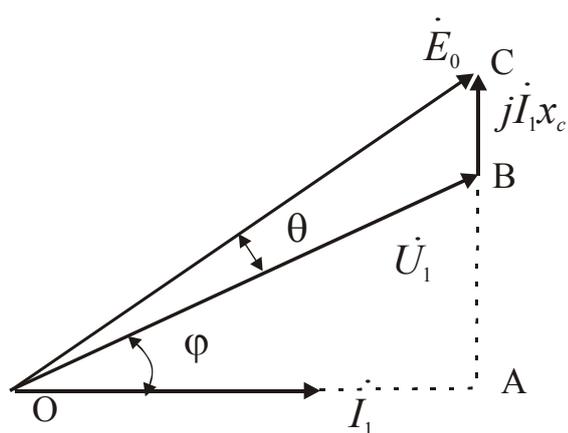


Рис. 43.1. Спрощена векторна діаграма СГ при R-L навантаженні

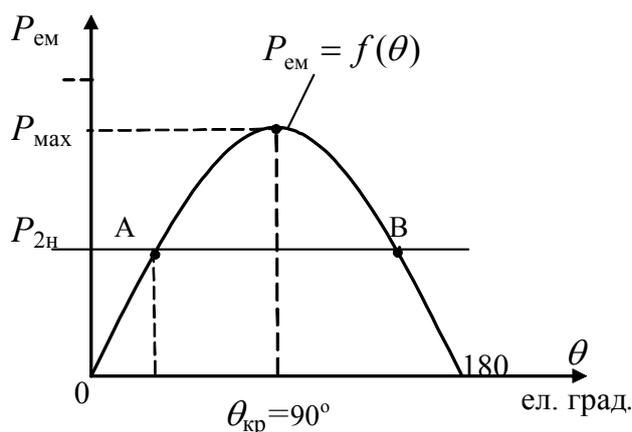


Рис. 43.2. Кутова характеристика СГ

4. Кутова характеристика – це залежність електромагнітної потужності від кута навантаження $P_{\text{ем}} = f(\theta)$, де електромагнітна потужність визначається за виразом

$$P_{\text{ем}} = \frac{m \cdot U_{\text{нф}} \cdot E_0}{x_c} \cdot \sin \theta = \frac{3 \cdot 6,07 \cdot 13,8}{3,2} \cdot \sin \theta = 78,53 \cdot \sin \theta \text{ МВт}.$$

Розрахунки зведені у табл. 43.2, а кутова характеристика наведена на рис. 43.2.

Таблиця 43.2

θ (град)	0°	30°	60°	90°	120°	150°	180°
$P_{\text{ем}}$ (МВт)	0	39,27	68,01	78,53	68,01	39,27	0

Задача 43.3

Параметри трифазного синхронного генератора у відносних одиницях: $x_{ad \text{ ненас}}^* = 1,15$, $x_{ad \text{ нас}}^* = 0,58$, $x_{aq}^* = 0,75$, $x_1^* = 1,12$, $x_d^* = 0,215$, $r_a = 0$.

Побудувати дві векторні діаграми для номінального режиму, прийнявши: $U_n^* = 1$, $\cos \varphi_n = 0,8$, $I_1^* = 1$ для відстаючого струму; одну діаграму при $x_{ad \text{ ненас}}^* = 1,15$, а другу при $x_{ad \text{ нас}}^* = 0,58$. За отриманими діаграмами визначити зміну напруги генератора. Розрахувати сталі й ударне значення струмів короткого замикання.

Розв'язання

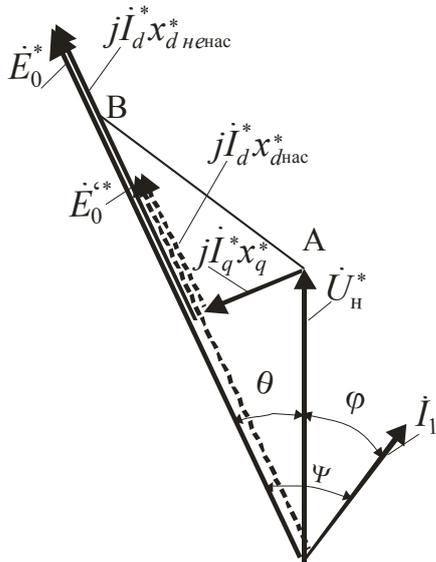
1. Векторну діаграму на рис. 43.3 будують за рівнянням напруг явнополюсного СТ у відносних одиницях

$$\dot{E}_0^* = \dot{U}_n^* + j\dot{I}_d^* x_d^* + j\dot{I}_q^* x_q^*$$

$$\text{де } x_{d \text{ ненас}}^* = x_{ad \text{ ненас}}^* + x_1^* = 1,15 + 0,12 = 1,27;$$

$$x_q^* = x_{aq}^* + x_1^* = 0,75 + 0,12 = 0,87;$$

$$x_{d \text{ нас}}^* = x_{ad \text{ нас}}^* + x_1^* = 0,58 + 0,12 = 0,7;$$



$$\overline{AB} = I_1^* \cdot x_q^* = x_q^* = 0,87.$$

Рис. 43.3. Векторна діаграма СТ

2. З векторної діаграми кут $\psi = \theta + \varphi = 63^\circ$, а кут

$$\theta = \psi - \varphi = 63^\circ - 36,8^\circ = 26,2^\circ.$$

3. Повздовжня складова струму якоря у відносних одиницях

$$I_d^* = I_1^* \cdot \sin \psi = 1 \cdot \sin 63^\circ = 0,89.$$

4. Розраховують значення

$$\dot{I}_d^* \cdot x_{d \text{ нас}}^* = 0,89 \cdot 0,7 = 0,623;$$

$$\dot{I}_d^* \cdot x_{d_{\text{ненас}}}^* = 0,89 \cdot 1,27 = 1,13.$$

5. На векторній діаграмі до кінця вектора $j\dot{I}_q^* \cdot x_q^*$ додають вектор $j\dot{I}_d^* \cdot x_{d_{\text{нас}}}^*$, а потім вектор $j\dot{I}_d^* \cdot x_{d_{\text{ненас}}}^*$ і дістають вектор ЕРС у відносних одиницях

$$E_0'^* = \cos \theta + x_{d_{\text{нас}}}^* = 0,897 + 0,7 = 1,6;$$

$$E_0^* = \cos \theta + x_{d_{\text{ненас}}}^* = 0,897 + 1,27 = 2,167.$$

6. Зміна напруги при $x_{ad_{\text{ненас}}}^* = 1,15$;

$$\Delta U = (E_0 - U_1) \cdot 100 = (2,167 - 1) \cdot 100 = 116,7 \text{ \%}.$$

7. Зміна напруги при $x_{ad_{\text{нас}}}^* = 0,58$

$$\Delta U = (1,6 - 1) \cdot 100 = 60 \text{ \%}.$$

8. Стале значення струму короткого замикання

$$I_K = \sqrt{2} \cdot E_0'^* / x_d'^* = 1,41 \cdot 1,6 / 0,215 = 10,5 \text{ A}.$$

Задача 43.4

У синхронному двигуні: $P_H = 400 \text{ кВт}$, $U_H = 6000 \text{ В}$, $\cos \varphi_H = 0,9$, $r_1^* = 0,021$, ККД $\eta_H = 0,935$. При роботі в номінальному режимі втрати на збудження $\Delta p_3 = 6,5 \text{ кВт}$, магнітні втрати $\Delta p_{\text{ст}} = 5,33 \text{ кВт}$. *Визначити механічні й додаткові втрати, розрахувати залежність при зміні струму навантаження $I_1 = (0 \div 1,1)I_H$ при $I_3 = \text{const}$.*

Розв'язання

1. Споживана потужність

$$P_1 = P_H / \eta_H = 400 / 0,935 = 427,8 \text{ кВт}.$$

2. Номінальний струм статора

$$I_{1H} = \frac{P_H}{\sqrt{3} \cdot U_H \cdot \cos \varphi_H} = \frac{427,8 \cdot 10^3}{1,73 \cdot 6000 \cdot 0,9} = 45,79 \text{ A}.$$

3. Активний опір обмотки статора

$$r_1 = r_1^* \cdot \frac{U_{1\phi}}{I_H} = 0,021 \cdot \frac{6000}{1,73 \cdot 45,79} = 1,59 \text{ Ом.}$$

4. Електричні втрати в обмотці статора

$$\Delta p_{\text{ел1}} = m \cdot I_{1H}^2 \cdot r_1 = 3 \cdot 45,79^2 \cdot 1,59 = 10000 \text{ Вт.}$$

5. Сума механічних і додаткових втрат

$$\begin{aligned} \Delta p_{\text{мех}} + \Delta p_{\text{дод}} &= P_1 - P_2 - \Delta p_3 - \Delta p_{\text{ст}} - \Delta p_{\text{ел1}} = \\ &= 427,8 - 400 - 6,5 - 5,33 - 10 = 5,97 \text{ кВт.} \end{aligned}$$

6. Формула ККД

$$\eta = 1 - \frac{\Sigma \Delta p}{P_1} = 1 - \frac{\Delta p_{\text{пост}} + \Delta p_{\text{ел1}}}{P_1} = 1 - \frac{17,8 + 0,00477 \cdot I_1}{9,342 \cdot I_1},$$

де $\Delta p_{\text{пост}} = \Delta p_{\text{ст}} + \Delta p_3 + (\Delta p_{\text{мех}} + \Delta p_{\text{доб}}) = 5,33 + 6,5 + 5,97 = 17,8 \text{ кВт};$

$$\Delta p_{\text{ел1}} = m \cdot I_1^2 \cdot r_1 = 3 \cdot 1,59 \cdot 10^{-3} \cdot I_1^2 = 0,00477 \cdot I_1^2 \text{ кВт};$$

$$P_1 = m \cdot U_{1\phi} \cdot \cos \varphi_1 \cdot I_1 = 3 \cdot \frac{6000}{1,73} \cdot 0,9 \cdot 10^{-3} \cdot I_1 = 9,342 \cdot I_1 \text{ кВт.}$$

Підставимо у формулу ККД різні значення струму статора. Розрахунки зведемо у табл. 43.3.

Таблиця 43.3

I_1, A	$P_1, \text{кВт}$	$\Delta p_{\text{ел1}}, \text{кВт}$	$P_2, \text{кВт}$	η
0			0	0
10	93,42	0,477	75,14	0,804
20	186,84	1,91	167,13	0,894
30	280,26	4,29	258,17	0,92
45,79	427,8	10	400	0,935
50	467	11,9	437,3	0,936

Задача 43.5

Потужність, споживана з мережі синхронним двигуном $S = 50 \text{ кВ} \cdot \text{А}$, напруга на затискачах $U_H = 220 \text{ В}$. Потужність на валу двигуна $P_H = 35 \text{ кВт}$, постійні втрати $\Delta p_{\text{пост}} = 3,4 \text{ кВт}$. Визначити величину емнісного струму, споживаного двигуном з мережі. Обмотки статора з'єднані зіркою. Активний опір фази обмотки статора $r_1 = 0,06 \text{ Ом}$.

Розв'язання

1. Фазний струм статора

$$I_{1\phi} = \frac{S}{\sqrt{3} \cdot U_H} = \frac{50 \cdot 10^3}{1,73 \cdot 220} = 131,37 \text{ A}.$$

2. Електричні втрати в обмотці статора

$$\Delta p_{\text{ел1}} = m \cdot I_{1\phi}^2 \cdot r_1 = 3 \cdot 131,37^2 \cdot 0,06 = 3106 \text{ Вт}.$$

3. Споживана з мережі активна потужність

$$P_1 = P_H + \Delta p_{\text{пост}} + \Delta p_{\text{ел1}} = 35000 + 3400 + 3106 = 41506 \text{ Вт}.$$

4. Коефіцієнт потужності

$$\cos \varphi_1 = \frac{P_1}{\sqrt{3} \cdot U_H \cdot I_{1\phi}} = \frac{41506}{1,73 \cdot 220 \cdot 131,37} = 0,83.$$

5. Кут $\varphi_1 = \arccos 0,83 = 33,9^\circ$.

6. Ємнісний струм (реактивна складова струму статора)

$$I_{1r} = I_1 \cdot \sin \varphi_1 = 131,37 \cdot \sin 33,9^\circ = 73,3 \text{ A}.$$

Задача 43.6

Дані трифазного синхронного двигуна: $P_H = 500 \text{ кВт}$, $U_{\text{нф}} = 6000 \text{ В}$, $\cos \varphi_H = 0,9$ (випереджальний), $n_H = 1000 \text{ об/хв}$, $x_d^* = 1,58$, $x_q^* = 0,913$, $x_1^* = 0,144$, $r_1^* = 0,016$, $\eta = 93,8\%$. Обмотка статора з'єднана зіркою. Синхронний двигун навантажений потужністю $0,7 P_H$. Користуючись спрощеною векторною діаграмою для ненасиченого двигуна, побудувати V -подібну характеристику при зміні кута $\varphi_1 = -45^\circ \div 45^\circ$. Розрахувати опори в омах.

Розв'язання

1. Номінальний струм статора

$$I_{1H} = \frac{P_H}{\sqrt{3} \cdot U_H \cdot \cos \varphi_H \cdot \eta} = \frac{500 \cdot 10^3}{1,73 \cdot 6000 \cdot 0,9 \cdot 0,938} = 57 \text{ A}.$$

2. Базовий опір

$$z_{\sigma} = U_{\text{нф}} / I_{\text{нф}} = 6000 / (\sqrt{3} \cdot 57) = 60,8 \text{ Ом}.$$

3. Опори в омах

$$x_1 = x_1^* \cdot z_{\sigma} = 0,144 \cdot 60,8 = 8,75 \text{ Ом},$$

$$x_d = x_d^* \cdot z_{\sigma} = 1,58 \cdot 60,8 = 96,06 \text{ Ом},$$

$$x_q = x_q^* \cdot z_{\sigma} = 0,913 \cdot 60,8 = 55,5 \text{ Ом},$$

$$r_a = r_a^* \cdot z_{\sigma} = 0,016 \cdot 60,8 = 0,97 \text{ Ом}.$$

4. Значення електромагнітної потужності у відносних одиницях

$$P_{\text{ем}}^* = \frac{E_0^* \cdot \sin \theta}{x_d^* \cdot \cos \varphi_1} = 0,7.$$

5. V-подібна характеристика – це залежність $I_1^* = f(I_3^*)$ при $P_{\text{ем}}^* = \text{const}$.

Її можна побудувати за спрощеною векторною діаграмою СД у відносних одиницях без обліку насичення за рівнянням

$$-\dot{E}_0^* = 1 - jx_d^*.$$

Векторна діаграма СД наведена на рис. 43.4.

З рис.43. 4:

$$DK = I_1^* \cdot \cos \varphi_1 = P_{\text{ем}}^* \cdot \cos \varphi_{\text{н}} = 0,7 \cdot 0,9 = 0,63;$$

$$AB = E_0^* \cdot \sin \theta = P_{\text{ем}}^* \cdot x_d^* \cdot \cos \varphi_1 = 0,7 \cdot 1,58 \cdot \cos \varphi_1 = 1,02 \cdot \cos \varphi_1;$$

$$\overline{AC} = \overline{AB} \cdot \text{tg } \varphi_1 = 1,02 \cdot \sin \varphi_1,$$

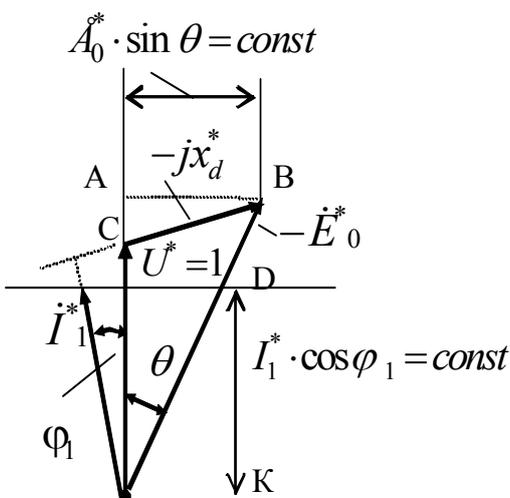


Рис. 43.4.

Векторна діаграма СД

$$E_0^* = \sqrt{(1 + \overline{AC})^2 + \overline{AB}^2} =$$

$$= \sqrt{(1 + 1,02 \cdot \sin \varphi_1)^2 + (1,02 \cdot \cos \varphi_1)^2}.$$

Струм якоря у відносних одиницях:

$$I_1^* = 0,63 / \cos \varphi_1,$$

Струм збудження без урахування насичення:

$$I_3^* = E_0^*.$$

Дані розрахунку зведені у табл. 43.4.

Таблиця 43.4

φ_1	$\cos \varphi_1$	$\sin \varphi_1$	I_1^*	$I_3^* = \dot{E}_0^*$
45°	0,707	0,707	0,89	1,87
30°	0,866	0,5	0,728	1,75
0	1	0	0,63	1,43
-30°	0,866	-0,5	0,728	1
-45°	0,707	-0,707	0,89	0,77

Залежність $I_1^* = f(I_3^*)$ наведена на рис. 43.5.

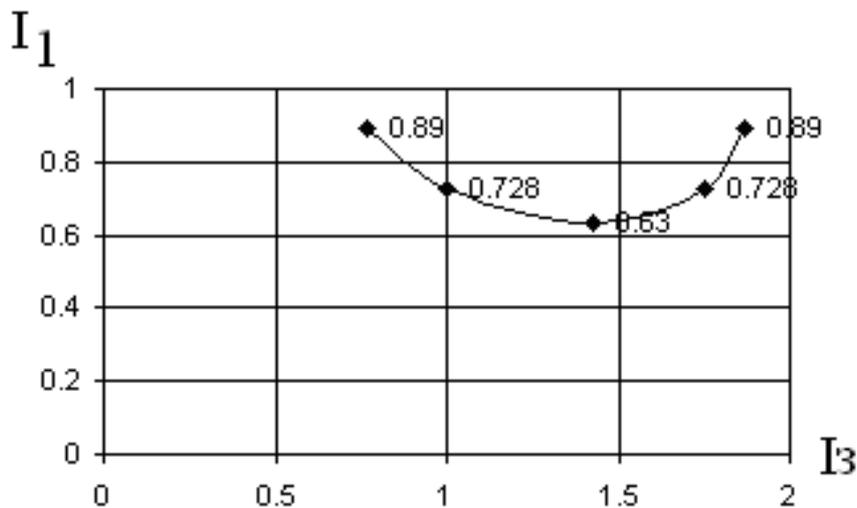


Рис. 43.5. V-подібна характеристика $I_1^* = f(I_3^*)$

Задача 43.7

Синхронний двигун має такі дані: $P_H = 200 \text{ кВт}$, $U_H = 6000 \text{ В}$, $\cos \varphi_H = 0,9$ (випереджальний), $\eta_H = 0,922$, $x_d^* = 1,4$, $x_q^* = 0,7$, $x_1^* = 0,103$, $E_0^* = 2$. Розрахувати кутову характеристику для двигуна й визначити перевантажувальну здатність.

Розв'язання

1. Вираз для електромагнітної потужності

$$P_{\text{ем}} = \frac{m \cdot U_1 \cdot E_0}{x_d} \cdot \sin \theta + \frac{m \cdot U_1^2}{2} \cdot \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \cdot \sin 2\theta.$$

2. Електромагнітна потужність у відносних одиницях

$$P_{\text{ем}}^* = \frac{P_{\text{ем}}}{P_{\text{н}}} = \frac{P_{\text{ем}}}{m \cdot U_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1} = \frac{E_0^* \cdot \sin \theta}{x_d^* \cdot \cos \varphi_1} + \frac{1}{2 \cos \varphi_1} \cdot \left(\frac{1}{x_q^*} - \frac{1}{x_d^*} \right) \cdot \sin 2\theta.$$

3. Для побудови кутових характеристик розрахуємо складові останньої формули

$$\frac{E_0^*}{x_d^* \cdot \cos \varphi_1} = \frac{2}{1,4 \cdot 0,9} = 1,59;$$

$$\frac{1}{2 \cos \varphi_1} \left(\frac{1}{x_q^*} - \frac{1}{x_d^*} \right) = \frac{1}{2 \cdot 0,9} \left(\frac{1}{0,7} - \frac{1}{1,4} \right) = 0,396.$$

4. Задавши різні значення кута навантаження θ , складаємо розрахункову табл. 43.5 за виразом

$$P_{\text{ем}}^* = P_{\text{осн}}^* + P_{\text{дод}}^* = 1,59 \cdot \sin \theta + 0,396 \cdot \sin 2\theta.$$

Таблиця 43.5

θ	$P_{\text{осн}}^* = 1,59 \cdot \sin \theta$	$P_{\text{дод}}^* = 0,396 \cdot \sin 2\theta$	$P_{\text{ем}}^*$
0	0	0	0
30°	0,793	0,343	1,14
45°	1,12	0,396	1,52
60°	1,37	0,34	1,71
90°	1,59	0	1,59

Визначаємо перевантажувальну здатність СД

$$k_{\text{max}} = P_{\text{max}} / P_{\text{н}} = P_{\text{емmax}}^* = 1,71.$$

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Брускин Д. Э. Электрические машины: в 2 ч./ Д. Э. Брускин, А. Е. Зорохович, В. С. Хвостов. – М.: Высш. шк., 1987. – 335 с.
2. Вольдек А. И. Электрические машины/ А. И. Вольдек. – М.: Энергия, 1978. – 830 с.
3. Кацман М. М. Электрические машины/ М. М. Кацман. – М.: Высш. шк., 1990. – 462 с.
4. Метельский В.П. Електричні машини та мікромашини/ В.П. Метельский. – Запоріжжя: ЗНТУ, 2001. – 600 с.
5. Сергеенков Б.М. Электрические машины/ Б.М. Сергеенков, В.М. Киселев, Н.А. Акимова. – М.: Высш. шк., 1989. – 352 с.
6. Токарев Б. Ф. Электрические машины/ Б. Ф. Токарев – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 624 с.
7. Шевченко В.П. Електричні машини Ч.1. Машини постійного струму/ В.П. Шевченко, Л.Я. Белікова. – О.: ОДПУ, 2000. – 120 с.
8. Шевченко В.П. Трансформатори: навч. посіб./ В.П. Шевченко, Л.Я. Белікова. – О.: Наука і техніка, 2001. – 129 с.
9. Шевченко В.П. Машини змінного струму: навч. посіб./ В.П. Шевченко, Л.Я. Белікова. – О.: Наука і техніка, 2005. – 270 с.

ПЕРЕЛІК ПРИЙНЯТИХ СКОРОЧЕНЬ

АГ	– асинхронний генератор;		збудження;
АД	– асинхронний двигун;	НХ	– неробочий хід;
АКД	– асинхронний конденсаторний двигун;	ОАД	– однофазний асинхронний двигун;
АКС	– активні котушкові сторони обмотки	ОЗ	– обмотка збудження;
АМ	– асинхронна машина;	ОЗС	– послідовна (серієсна) обмотка збудження;
АТ	– автотрансформатор;	ОЗШ	– паралельна (шунтова) обмотка збудження.
ВДПС	– виконавчий двигун постійного струму;	ОДП	– обмотка додаткового полюса;
ВТ	– вимірювальний трансформатор;	ОЯ	– обмотка якоря;
ВН	– висока напруга;	ПО	– петльова обмотка якоря;
ВКЗ	– відношення короткого замикання;	ППО	– полюсоперемикаєма обмотка;
ГПС	– генератор постійного струму;	РНО	– регулятор напруги однофазний;
ДП	– додатковий полюс;	РНТ	– регулятор напруги трифазний;
ДПС	– двигун постійного струму;	РЯ	– реакція якоря;
ЗТ	– зварювальний трансформатор;	СГ	– синхронний генератор;
ЕМ	– електрична машина;	СД	– синхронний двигун;
ЕМП	– електромашинний підсилювач;	ТГПС	– тахогенератор постійного струму
ЕРС	– електрорушійна сила;	ТР	– трансформатор;
ІНЗ	– індукційна навантажувальна характеристика;	ТН	– трансформатор напруги;
КЗ	– коротке замикання;	ТС	– трансформатор струму;
ККД	– коефіцієнт корисної дії;	УКД	– універсальний колекторний двигун;
КО	– компенсаційна обмотка;	ФК	– фазокомпенсатор;
МПС	– машина постійного струму;	ХНХ	– характеристика неробочого ходу;
МРС	– магніторушійна сила;	ХКЗ	– характеристика короткого замикання;
НН	– низька напруга;	ХО	– хвильова обмотка якоря
НОЗ	– незалежна обмотка		

АЛФАВІТНИЙ ПОКАЖЧИК

А

Асинхронні машини

- з глибокими пазами 307
- з подвійною кліткою 307
- з фазним ротором 305, 441
- генераторний режим 399, 497
- режим двигуна 395
- режим гальма 267, 356

Б

Будова ЕМ

- асинхронні 265
- однофазні асинхронні 340
- постійного струму 11
- синхронні явнополюсні 372
- синхронні неявнополюсні 376
- трансформатори 95

В

Векторна діаграма АД

- генератор 283
- двигун 411

Векторна діаграма СГ

- Blondеля 393
- видозмінена 397
- Потьє 392
- спрощена 391

Векторна діаграма СД

- неявнополюсного 428
- явнополюсного 430

Векторна діаграма ТР 187

Відношення короткого замикання 402

Г

Генератори постійного струму 61

- незалежного збудження 62
- паралельного збудження 68
- послідовного збудження 71
- змішаного збудження 71

Гальмові режими ДПС 85

Д

Двигуни постійного струму 73

- паралельного збудження 75
- послідовного збудження 79
- змішаного збудження 81

Дослідження АД

- коротке замикання 319
- неробочий хід 317

З

Закони електромеханіки 5

Запитання для самоперевірки

- асинхронні машини 359
- електрорушійна сила 221
- магніторушійна сила 264
- машини постійного струму 86
- обертове магнітне поле 208
- обмотки змінного струму 249

- синхронні машини 446
- трансформатори 198
- Збудження СМ 377
- Зміна числа полюсів обмотки 335

Е

- Електрорушійна сила
- провідника 209
 - витка 213
 - котушки 213
 - котушкової групи 213
 - фази обмотки 216
 - поліпшення форми 216
 - обмотки якоря МПС 33
- Електромагнітний момент
- машини постійного струму 35
 - трифазний АД 288
 - однофазний АД 342
 - синхронний генератор 421
 - синхронний двигун 434
- Енергетична діаграма
- асинхронний двигун 285
 - синхронний генератор 409

І

- Індуктивні опори СМ
- реакції якоря 382
 - x_d 387
 - x_q 387

К

- Комутація МПС 50
- основне рівняння 50
 - прямолінійна 51
 - прискорена 52
 - уповільнена 53
 - способи поліпшення 56
 - класи комутації 54

- настроювання комутації 59
- Коливання СГ 425
- Конденсаторний двигун 345
- Кутові характеристики
 - синхронний генератор 418
 - синхронний двигун 434

М

- Магнітне коло 35
- Магнітне поле
- машини постійного струму 42
 - кругове 262
 - еліптичне 262
 - пульсуюче 262
 - збудження СМ 379
 - якоря СМ 380
- Магніторушійна сила
- котушки 230
 - котушкової групи 254
 - фази обмотки 254
 - двофазної обмотки 260
 - трифазної обмотки 256
- Механічна характеристика
- трифазний АД 289
 - однофазний АД 342
 - конденсаторний АД 345
 - синхронний двигун 434
- Моменти вищих гармонік
- асинхронний момент 312
 - синхронний момент 314

О

- Обертове магнітне поле 307
- Обмотки якоря 24
- двофазні обмотки 247
 - двошарові з цілим q 237
 - двошарові з дробовим q 239
 - одношарові концентричні 230

- одношарові шаблонів 234
- одно-двошарові 245
- петльові 20
- хвильові 27
- комбіновані 29

Однофазні АД

- з екранованими полюсами 345
- з пусковою ємністю 342

Основні рівняння

- асинхронні машини 276
- трансформатори 116
- неявнополюсні СМ 392, 428
- явнополюсні СМ 393, 430

П

Паралельна робота СГ

- умови вмикання 412
- точна синхронізація 412
- зміна потужності 415
- самосинхронізація 414

Побудова кривої МРС 261

Приведення параметрів АМ 280

Приведення МРС СМ 386

Пуск АД 299

- автотрансформаторний 306
- прямий 300
- перемиканням обмотки 301
- реакторний 302

Пуск СД 439

Р

Реактивний момент СМ 434

Реакція якоря СМ 382

Регулювання частоти обертання

- асинхронний двигун 328

Робочі характеристики

- асинхронний двигун 322
- синхронний двигун 437

С

Синхронні машини 372

Синхронізуюча здатність СМ 434

Синхронний двигун 427

Синхронний компенсатор 443

Скіс пазів 212

Скорочення кроку обмотки 215

Спеціальні трансформатори

- автотрансформатори 180
- триобмоткові 177

Схеми заміщення

- асинхронні машини 281
- трансформатори 122

Т

Трансформатори

- класифікація 94
- неробочий хід 110
- робота при навантаженні 117
- схема заміщення 122
- векторні діаграми 119
- спрощені векторні діаграми 131
- зміна вторинної напруги 132
- зовнішня характеристика 134
- втрати і ККД 135
- регулювання напруги 139
- рівняння МРС 116
- перенапруга 172
- перехідні процеси 165

Трифазні трансформатори 141

- схеми з'єднання 142
- групи з'єднання 143
- паралельна робота 154
- несиметричне навантаження 185

Типові задачі

- асинхронні машини 361
- машини постійного струму 88
- синхронні машини 448

– трансформатори 200

Х

У

Характеристики автономного СГ

– зовнішня 407

У-подібні характеристики

– короткого замикання 399

– синхронний генератор 423

– навантажувальна 403

– синхронний двигун 436

– неробочого ходу 398

Установка щіток на нейтраль 58

– регулювальна 408

Умови стійкої роботи АД

– асинхронний двигун 293

Ч

– двигун постійного струму 82

Числові ряди обмоток 225

Ф

Форма кривої ЕРС 216

Провідний редактор Б.М. Бірюков
Редактор І.В. Грачова
Коректор Филиппович Н.К.
Верстка та обкладинка К.М. Терзі

Підписано до друку 04.10.11. Формат 60*84/16. Ум.друк.арк. 28,0.
Обл.-вид.арк. 29,5 Тираж 300 екз. Зам. № 1650.

Навчальне видання

Бєлікова Людмила Яківна
Шевченко Володимир Петрович

ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ

Навчальний посібник
для студентів вищих навчальних закладів

Видавництво «Наука і техніка»

(свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 1196 від 15.01.2003 р.)
65044, Україна, м. Одеса, просп. Шевченка, 1 тел.(048)734-86-40

Віддруковано в друкарні видавництва АО БАХВА

(свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 145 від 11.08.2000 р.)
65044, Україна, м. Одеса, просп. Шевченка, 1, корп.5
тел./факс (048) 777-43-50 www.bahva.com e-mail: mail@bahva.com