

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Державний вищий навчальний заклад

Національний гірничий університет

Антон Колб, Андрій Колб

ТЕОРІЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ

Навчальний посібник для студентів спеціальностей
за напрямом підготовки 050702 “Електромеханіка”

Рекомендовано Міністерством освіти і науки України

Дніпропетровськ
НГУ
2011

УДК 62-83(075.8)
ББК 31.291я73
К55

Рекомендовано Міністерством освіти і науки України як навчальний посібник
за напрямом підготовки „Електромеханіка”
(лист № 1/11-7920 від 17.08.10)

Рецензенти:

Д.Й. Родькін, д-р техн. наук, професор, завідувач кафедри систем автоматизованого управління електроприводом (Кременчуцький державний технічний університет);

Кафедра автоматизованого електроприводу Криворізького технічного університету (завідувач кафедри д-р техн. наук, професор А.П. Сінолиций);

В.А. Водічев, д-р техн. наук, професор, завідувач кафедри електромеханічних систем з комп'ютерним управлінням Одеського національного політехнічного університету;

Р.П. Герасимyak д-р техн. наук, професор, професор кафедри електромеханічних систем з комп'ютерним управлінням Одеського національного політехнічного університету

Колб Ант. А, Колб А. А.

Е45 Теорія електроприводу: Навчальний посібник. – 2-е вид. перероб. і доп. –Д., Національний гірничий університет, 2011. – 540 с.

Розглянуто основні питання теорії автоматизованого електроприводу, його властивості, статичні та динамічні характеристики розімкнутих і замкнутих систем, способи регулювання координат, принципи векторного керування і розрахунків потужності, наведено приклади, контрольні питання.

Для студентів вищих навчальних закладів спеціальностей за напрямом підготовки 050702 “Електромеханіка”. Може бути використаний також студентами електротехнічних спеціальностей, аспірантами, науковцями у сферах проектування та експлуатації сучасних систем електроприводу.

УДК 62-83(075.8)
ББК 31.291я73

© Колб Ант. А, Колб А.А., 2011
© Національний гірничий університет, 2011

З М І С Т

ПЕРЕДМОВА	10
1. ОСНОВНІ ПОНЯТТЯ ТА ВИЗНАЧЕННЯ	
1.1. Електропривід та його основні елементи	11
1.2. Класифікація електроприводів	12
1.3. Основні напрямки розвитку електроприводу	15
1.4. Коротка історія розвитку електроприводу	16
2. МЕХАНІКА ЕЛЕКТРОПРИВОДУ	
2.1. Загальні положення	18
2.2. Механічні характеристики виробничих механізмів та електродвигунів	18
2.3. Статична стійкість електроприводу	21
2.4. Складання розрахункової схеми механічної частини електроприводу	22
2.5. Зведення моментів опору до валу (швидкості) двигуна	24
2.6. Зведення моментів інерції та мас до вала (швидкості) двигуна	25
2.7. Зведення моментів опору та інерції до маси, що рухається поступально	26
2.8. Уточнений облік втрат у передачах при зведенні моментів опору в підйомних установках	28
2.9. Рівняння руху електроприводу при постійному моменті інерції без урахування пружних зв'язків	30
2.10. Знаки моментів. Активний та реактивний моменти опору	31
2.11. Рівняння руху при змінному моменті інерції	34
2.12. Розрахунок часу й шляху при розгоні та гальмуванні електроприводу	36
2.13. Оптимальне передаточне відношення редуктора	40
2.14. Рівняння руху електроприводу з урахуванням пружних механічних зв'язків	42
2.15. Механічна частина електроприводу як об'єкт керування	50
2.16. Перехідні процеси в двомасовій пружній системі	54
2.17. Вплив зазорів у передачах на динаміку двомасової системи	59
2.18. Рівняння руху взаємозв'язаних приводів зі змінним моментом опору та інерції	61
<i>Контрольні запитання</i>	65
3. ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНІ ВЛАСТИВОСТІ ТА РЕЖИМИ РОБОТИ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ З ДВИГУНАМИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ	
3.1. Загальні відомості	68
3.2. Механічні характеристики двигуна постійного струму незалежного збудження	70

3.3. Механічні характеристики двигуна постійного струму у відносних одиницях	76
3.4. Побудова механічних характеристик двигуна постійного струму за паспортними даними	78
3.5. Гальмівні режими роботи двигуна постійного струму	81
3.6. Генераторне гальмування з віддачею енергії в мережу (рекуперативне)	82
3.7. Гальмування противмиканням двигуна незалежного збудження	86
3.8. Динамічне гальмування двигуна постійного струму незалежного збудження	91
3.9. Побудова пускових характеристик і графічний розрахунок додаткових опорів	94
3.10. Аналітичний розрахунок додаткових опорів	96
3.11. Динамічні властивості двигуна постійного струму незалежного збудження	99
3.12. Рівняння та характеристики двигунів постійного струму послідовного збудження	106
3.13. Побудова штучних характеристик двигуна послідовного збудження	110
3.14. Механічні характеристики двигуна послідовного збудження в гальмівних режимах	114
3.15. Динамічне гальмування двигуна послідовного збудження	116
3.16. Механічні характеристики двигуна постійного струму змішаного збудження	120
3.17. Динамічні властивості двигуна послідовного збудження	122
<i>Контрольні запитання</i>	126
4. ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНІ ВЛАСТИВОСТІ ТА РЕЖИМИ РОБОТИ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ	
4.1. Рівняння та характеристики асинхронних двигунів	128
4.2. Побудова пускових характеристик і розрахунок додаткових опорів	142
4.3. Гальмівні режими асинхронних двигунів	146
4.4. Генераторне гальмування асинхронного двигуна з віддачею енергії в мережу (рекуперативне гальмування)	148
4.5. Гальмування противмиканням асинхронного двигуна	153
4.6. Динамічне гальмування асинхронного двигуна	158
4.7. Підвищення енергетичних показників асинхронних двигунів	166
4.8. Математичний опис узагальненої асинхронної машини	168
4.9. Координатні та фазні перетворення змінних	174
4.10. Асинхронний двигун як об'єкт керування в нерухомій системі координат	177
4.11. Математична модель асинхронного двигуна в обертовій системі координат	185

4.12. Характеристики замкнутого асинхронного електроприводу в усталеному режимі	190
<i>Контрольні запитання</i>	195
5. ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНІ ВЛАСТИВОСТІ СИНХРОННИХ ДВИГУНІВ	
5.1. Характеристики синхронного двигуна	197
5.2. Структурна схема лінеаризованого синхронного приводу	202
5.3. Електромеханічні властивості синхронного двигуна	204
5.4. Синхронний електропривід на основі безпосереднього перетворювача частоти	208
5.5. Система частотного регулювання синхронного двигуна в обертовій системі координат	211
5.6. Частотно-струмова система регулювання координат синхронного двигуна	213
5.7. Електропривід з вентильним двигуном	214
5.8. Керування вентильними двигунами за допомогою релейних регуляторів струму	217
<i>Контрольні запитання</i>	218
6. ДИНАМІКА ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ	
6.1. Загальні відомості	219
6.2. Механічні перехідні процеси електроприводу з лінійною механічною характеристикою та $M_c = const$	221
6.3. Перехідні процеси при пуску електроприводу з лінійною механічною характеристикою та $M_c = const$	225
6.4. Перехідні процеси при гальмуванні противмиканням	233
6.5. Перехідні процеси при динамічному гальмуванні двигуна постійного струму незалежного збудження	236
6.6. Тривалість механічних перехідних процесів в електроприводах з асинхронними двигунами	238
6.7. Графоаналітичний метод розв'язання рівняння руху	241
6.8. Формування перехідних процесів у системі керований перетворювач – двигун	244
6.9. Перехідні процеси в системі Г-Д	251
6.10. Форсування перехідних процесів у системі Г-Д	255
6.11. Електромеханічні перехідні процеси з урахуванням індуктивності якоря	257
6.12. Розрахунок перехідних процесів за допомогою дискретних математичних моделей	261
<i>Контрольні запитання</i>	265
7. РЕГУЛЮВАННЯ ШВИДКОСТІ, СТРУМУ ТА МОМЕНТУ ДВИГУНА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ	
7.1. Основні показники регулювання швидкості електроприводу	267

7.2. Реостатне регулювання швидкості, струму та моменту двигуна постійного струму незалежного збудження	271
7.3. Регулювання швидкості двигуна незалежного збудження зменшенням магнітного потоку	275
7.4. Регулювання швидкості імпульсною зміною додаткового опору	281
7.5. Регулювання швидкості двигуна незалежного збудження шунтуванням якоря	283
7.6. Регулювання швидкості двигуна послідовного збудження шунтуванням якоря та обмотки збудження	286
7.7. Регулювання швидкості двигунів постійного струму зміною напруги живлення	289
7.8. Регулювання швидкості в системі Г-Д	289
7.9. Динамічні властивості системи Г-Д	293
7.10. Система тиристорний перетворювач – двигун	301
7.11. Режим переривчастих струмів	303
7.12. Механічні характеристики двигуна в системі Т-ПД	305
7.13. Реверсивні тиристорні перетворювачі напруги	309
7.14. Способи керування реверсивними перетворювачами	312
7.15. Динамічні властивості системи тиристорний перетворювач – двигун	316
7.16. Електроприводи постійного струму з ШПІ	323
<i>Контрольні запитання</i>	330
8. РЕГУЛЮВАННЯ ШВИДКОСТІ АСИНХРОННИХ ЕЛЕКТРОДВИГУНІВ	
8.1. Способи регулювання швидкості асинхронних електродвигунів	333
8.2. Регулювання швидкості асинхронного двигуна вмиканням додаткових опорів у коло ротора	333
8.3. Регулювання швидкості асинхронних електродвигунів зміною напруги живлення	337
8.4. Регулювання швидкості асинхронних двигунів зміною кількості пар полюсів	340
8.5. Класифікація законів частотного керування асинхронним електроприводом	343
8.6. Асинхронні приводи зі скалярним керуванням	344
8.7. Каскадні схеми регулювання швидкості асинхронного електроприводу	349
<i>Контрольні запитання</i>	354
9. СУЧАСНІ ЧАСТОТНО-РЕГУЛЬОВАНІ АСИНХРОННІ ЕЛЕКТРОПРИВОДИ	
9.1. Векторні принципи керування	356
9.2. Частотне керування асинхронними двигунами.....	356
9.3. Частотно-струмове векторне керування асинхронним двигуном з	

непрямою орієнтацією по полю	359
9.4. Частотно-струмові системи асинхронного електроприводу з векторним керуванням з прямою орієнтацією по полю.....	362
9.5. Векторне керування асинхронним електроприводом на базі АІН з ШИМ із властивостями джерела напруги	367
9.6. Пряме керування моментом асинхронного двигуна	370
9.7. Технічна реалізація перетворювачів частоти	373
9.8. Способи регулювання напруги автономних інверторів.....	375
9.9. Класифікація сучасних статичних перетворювачів частоти	380
9.10. Автономні інвертори напруги	380
9.11. Автономні інвертори струму	382
9.12. Матричні перетворювачі частоти з безпосереднім зв'язком на повністю керованих ключах	383
9.13. Обчислення швидкості в частотно-регульованих електроприводах	384
<i>Контрольні запитання</i>	386
10. СИСТЕМИ АВТОМАТИЧНОГО РЕГУЛЮВАННЯ ШВИДКОСТІ З ОДНИМ РЕГУЛЯТОРОМ	
10.1. Загальні відомості	387
10.2. Формування статичних характеристик у замкненій системі КП-Д із від'ємним зворотним зв'язком за швидкістю	389
10.3. Система КП-Д із від'ємним зворотним зв'язком за напругою	393
10.4. Система КП-Д із додатним зворотним зв'язком за струмом якоря	395
10.5. Обмеження струму та моменту у замкненій системі КП-Д за допомогою нелінійного зворотного зв'язку за струмом	397
10.6. Динамічні властивості системи КП-Д із від'ємним зворотним зв'язком за швидкістю	400
10.7. Динамічні властивості системи КП-Д із від'ємним зворотним зв'язком за напругою перетворювача	405
10.8. Динамічні властивості системи КП-Д зі зворотним зв'язком за струмом	407
10.9. Система КП-Д із модальним регулятором	410
<i>Контрольні запитання</i>	413
11. СИСТЕМИ ПІДПОРЯДКОВАНОГО РЕГУЛЮВАННЯ КООРДИНАТ З ПОСЛІДОВНОЮ КОРЕКЦІЄЮ	
11.1. Загальні положення	415
11.2. Способи компенсації великих постійних часу і вибір бажаної передаточної функції контуру регулювання	417
11.3. Налаштування контуру струму та розрахунок параметрів регулятора	423
11.4. Корекція контуру регулювання швидкості	426
11.5. Статична точність систем регулювання з П-регулятором швидкості	428
11.6. Налаштування контуру швидкості зі зворотним зв'язком за ЕРС двигуна	431
11.7. Двобазне регулювання швидкості	433

11.8. Розрахунок контуру регулювання струму збудження та ЕРС систем двозонного регулювання швидкості	436
11.9. Одноконтурна система регулювання струму збудження	445
11.10. Застосування методу стандартних характеристичних поліномів для синтезу систем підпорядкованого регулювання	446
11.11. Параметричний синтез системи ТП-Д із ПІ-регулятором швидкості методом стандартних характеристичних поліномів	449
11.12. Стандартне настроювання системи Г-Д з тиристорним збудником	451
11.13. Оптимізація частотно-регульованого асинхронного електроприводу з релейними регуляторами струму та векторним керуванням	454
11.14. Оптимізація частотно-регульованого електроприводу на основі перетворювача частоти з ШІМ із властивостями джерела напруги	456
<i>Контрольні запитання</i>	459
12. ХАРАКТЕРИСТИКИ ТА РЕЖИМИ РОБОТИ ВЗАЄМОЗВ'ЯЗАНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ	
12.1. Загальні положення	461
12.2. Розподіл навантажень у багатодвигунному електроприводі	462
12.3. Дводвигунний електропривід з асинхронними двигунами	464
12.4. Синхронне обертання дводвигунного електроприводу зі зрівнювальними асинхронними машинами (електричний вал)	466
12.5. Електричний вал з основними робочими машинами	469
<i>Контрольні запитання</i>	471
13. ЕНЕРГЕТИКА ТА ОСНОВНІ НАПРЯМКИ ЕНЕРГОЗБЕРЕЖЕННЯ ЗАСОБАМИ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ	
13.1. Загальні положення	472
13.2. Втрати енергії в усталених та перехідних режимах роботи електроприводу	473
13.3. Зменшення втрат енергії в перехідних режимах плавною зміною керуючого впливу	480
13.4. Енергетична ефективність електроприводу	482
13.5. Заміна незавантажених електродвигунів електродвигунами меншої потужності.....	486
13.6. Енергетичні характеристики керованих випрямлячів.....	488
13.7. Енергетичні показники регульованого електропривода.....	492
13.8. Мінімізація втрат незавантажених двигунів.....	495
13.9. Вплив керованих тиристорних перетворювачів на живильну мережу та способи його зниження	498
13.10. Пристрої компенсації неактивних складових повної потужності..	501
13.11. Вентильні регулятори якості електроенергії	507
13.12. Керування якістю електроенергії в електроприводах з ємнісними накопичувачами	508
13.13. Енерго-і ресурсозбереження в електроприводах відцентрових механізмів.....	518
13.14. Шляхи енергозбереження засобами електроприводу.....	523

<i>Контрольні запитання</i>	526
14. РОЗРАХУНОК ПОТУЖНОСТІ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ, ВИБІР І ПЕРЕВІРКА ЕЛЕКТРОДВИГУНІВ ЗА НАГРІВАННЯМ	
14.1. Загальні положення	528
14.2. Нагрівання та охолодження електродвигунів	529
14.3. Класифікація режимів роботи електродвигунів	531
14.4. Побудова навантажувальної діаграми електроприводу	536
14.5. Методи перевірки двигуна за нагріванням	539
14.6. Розрахунок потужності двигуна для тривалого режиму роботи	545
14.7. Розрахунок потужності двигуна для повторно-короткочасного режиму роботи	547
14.8. Перевірка за нагріванням двигунів, що працюють у короткочасному режимі	552
14.9. Визначення допустимої кількості вмикань асинхронних двигунів із короткозамкнутим ротором	556
<i>Контрольні запитання</i>	560
ДОДАТКИ	
Д.1 Загальні відомості двигунів постійного струму серії 4П.....	561
Д.2 Технічні дані двигунів типу 4ПО та 4ПБ з висотою вісі обертання 80-112мм	562
Д.3. Технічні дані двигунів типу 4ПФ з висотою вісі обертання 112 мм	565
Д.4. Загальні відомості асинхронних двигунів двигуни серії 4А	566
Д.5. Технічні дані асинхронних короткозамкнених двигунів серії 4А	567
Список рекомендованої літератури	571

ПЕРЕДМОВА

Пропонований навчальний посібник призначений для студентів різних спеціальностей напряму 0922 "Електромеханіка", для якого нормативна дисципліна "Теорія електроприводу" є однією з найважливіших у системі теоретичної підготовки інженерів-електромеханіків. Він може з успіхом використовуватися студентами інших спеціальностей електромеханічного профілю, де курс "Електропривод" є одним із головних у системі підготовки.

У посібнику розглянуто основні питання теорії автоматизованого електроприводу, його властивості, статичні та динамічні характеристики розімкнених і замкнених систем при стандартному настроюванні контурів регулювання, способи регулювання координат електроприводу, різні способи настроювання систем з одним регулятором і підлеглого регулювання. Велику увагу приділено властивостям і енергетичним характеристикам електроприводу як основного споживача електроенергії, а також питанням економії та підвищення якості електроенергії на основі силових активних фільтрів у системах регульованого електроприводу з загальними живильними шинами постійного струму. У теорії та практиці електроприводу в останні роки відбулися якісні зміни. Підвищилися вимоги до динамічних показників електроприводу, що впливають на продуктивність та якість механічних процесів. Під час розвитку цілком керованих перетворювачів із двосторонньою провідністю зросла роль частотно-регульованого електроприводу змінного струму.

Поряд із традиційними питаннями теорії електроприводу, у книзі досить детально розглядаються динамічні властивості електромеханічних систем як із жорсткими, так і пружними механічними зв'язками. Викладення матеріалу базується на широкому використанні математичного апарата теорії автоматичного регулювання. Розширено розгляд частотно-регульованого електроприводу з позицій узагальненої електричної машини в різних системах координат, описано принципи векторного керування

Мета книги – допомогти студентам розібратися у складних питаннях сучасного електричного приводу, краще засвоїти принципи його роботи та побудови замкнених систем, а також придбати навички використання теорії для вирішення практичних задач. Сприяти розвитку самостійної роботи студентів повинно також введення низки характерних прикладів з докладним рішенням і контрольними питаннями до кожного розділу.

1. ОСНОВНІ ПОНЯТТЯ ТА ВИЗНАЧЕННЯ

1.1. Електропривід та його основні елементи

Електроприводом (ЕП) називається електромеханічна система, що складається із взаємодіючих перетворювачів електричної енергії, електромеханічних та механічних передаточних пристроїв, керуючих та інформаційних пристроїв, і призначена для приведення в рух виконавчих органів робочої машини та керування цим рухом у відповідності до вимог технологічного процесу.

Для виконання зазначених функцій електропривід споживає електричну енергію з мережі або перетворювача електричної енергії та перетворює її в механічну, яка передається виконавчим органам робочої машини. За рахунок цієї енергії виконавчий орган приводиться в рух, забезпечуючи виконання технологічного процесу за потрібним законом (переміщення вантажів у підйомно-транспортних механізмах, механічну обробку деталей на верстатах, подачу повітря або води та ін.).

У процесі роботи ЕП можливий і зворотний потік енергії, коли електродвигун перетворює механічну енергію, що надходить від робочої машини, в електричну та повертає її до мережі. При цьому необхідний закон руху виконавчого органу забезпечується за рахунок механічної енергії, яка накопичується в рухомих елементах робочої машини.

Спрощена функціональна схема автоматизованого електроприводу наведена на рис. 1.1.

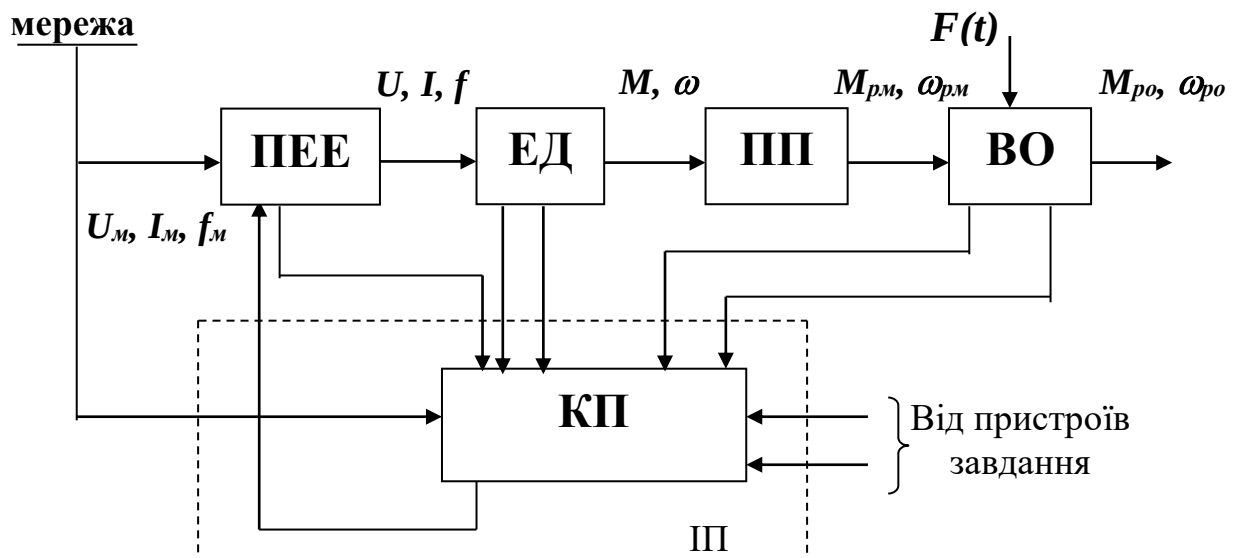


Рис. 1.1. Функціональна схема автоматизованого електроприводу

На рис. 1.1. позначено:

– ПЕЕ – перетворювач електричної енергії, призначений для перетворення та регулювання параметрів або показників якості електричної

енергії, що надходить з електричної мережі. ПЕЕ керує потоками енергії та виконує двосторонній обмін енергією між мережею та електродвигуном з метою регулювання його режимів роботи для реалізації необхідного технологічного процесу конкретної робочої машини. В якості ПЕЕ частіше всього використовуються електромашинні та статичні перетворювачі на цілком керованих напівпровідникових приладах (IGBT, IGCT, GCT та ін.), що перетворюють змінну напругу промислової частоти в регульовану за величиною постійну напругу (перетворювачі напруги) або знов перетворюють у змінну, але іншої частоти та величини (перетворювачі частоти);

- ЕД – електричний двигун постійного або змінного струму (асинхронний або синхронний), який є основою будь-якого електроприводу;

- ПП – механічний передаточний пристрій, що слугує для передачі механічної енергії від електродвигуна до виконавчого органу робочої машини, а також для узгодження виду та швидкостей їх руху. Як ПП можуть використовуватися різні види передач: редукторні, планетарні, ремінні, ланцюгові, пара гвинт-гайка, кривошипно-шатунні та ін. У ряді випадків ПП відсутній і електродвигун безпосередньо з'єднується з виконавчим органом робочої машини;

- ВО – виконавчий орган робочої машини (або робочий орган) слугує для виконання корисної роботи. Прикладами є: кабіна ліфта, ківш екскаватора, шліфувальний круг або фреза металообробного верстату, валки прокатного стану, стрічка (ланцюг) транспортера або конвеєру та ін. Рухома частина електродвигуна (якір, ротор), ПП та ВО утворюють механічну частину;

- КП – керуючий пристрій призначений для формування керуючих впливів з метою керування процесом перетворювання та циркуляції енергії. Керуючий вплив виробляється на основі інформації про задані режими роботи (сигнали завдання), а також сигналів різноманітних зворотних зв'язків (виробляються спеціальними датчиками), що містять інформацію про поточний стан системи, протікання технологічного процесу та реальні параметри механічного руху електродвигуна або ВО. Використання цієї інформації дозволяє регулювати потрібні закони руху ЕД та ВО, досягати оптимальних режимів роботи виробничих механізмів, забезпечити різні види захисту та блокування при роботі електроприводу;

- ІП – інформаційний пристрій, призначений для отримання, перетворювання, обробки, зберігання та видачі інформації про стан електроприводу та технологічного процесу з метою керування електроприводом та технологічним процесом.

1.2. Класифікація електроприводів

Залежно від виду руху, ступеня керованості електроприводу та його конструктивного виконання, типу перетворювача електричної енергії та передаточного пристрою, роду струму для живлення електродвигуна існуючі електроприводи класифікуються таким чином.

За видом руху розрізняють електроприводи обертального й поступального

односпрямованого та реверсивного руху, а також електроприводи зворотно-поступального руху.

За принципом регулювання швидкості та ступеня керованості електроприводи підрозділяються на:

- нерегульований електропривід, який не забезпечує керовану зміну координат руху виконавчого органу робочої машини. При цьому параметри руху змінюються тільки внаслідок впливів, що збурюють (зміна навантаження на валу двигуна, напруги живлення та ін.);

- регульований електропривід, що забезпечує керовану зміну координат руху виконавчого органу робочої машини у відповідності до вимог технологічного процесу. До регульованих електроприводів належать: системи керований перетворювач – двигун постійного струму (КП – Д); системи перетворювач частоти – асинхронний двигун (ПЧ – АД); асинхронний електропривод подвійного живлення; каскадний електропривод, у якому потужність ковзання повертається в мережу або на вал двигуна; системи імпульсного регулювання періодичним включенням і відключенням джерела живлення; реостатне регулювання;

- електропривід, що спостерігає, який забезпечує переміщення виконавчого органу робочої машини відповідно до сигналу завдання, що змінюється довільно;

- програмно-керований електропривід, що забезпечує переміщення виконавчого органу робочої машини стосовно до заданої програми;

- адаптивний електропривід, який автоматично пристосовується до параметрів, що змінюються, та впливів, що збурюють, шляхом зміни структури та параметрів системи керування;

- позиційний електропривід, що забезпечує переміщення виконавчого органу в задане положення;

- неавтоматизований електропривід, у якому всі операції виконує оператор;

- автоматизований електропривід, у якому частину операцій керування виконують відповідні пристрої керування без участі оператора.

За родом механічного передаточного пристрою розрізняють:

- редукторний електропривід, у якому електродвигун з'єднаний з робочою машиною за допомогою одного з видів передаточних пристроїв;

- безредукторний електропривід, коли електродвигун з'єднаний безпосередньо з робочою машиною.

За типом структури розрізняють:

- електропривід з розімкненою (замкненою) системою керування. Це електропривід, у якому відсутній (є) зворотний зв'язок за регульованою координатою або за збуренням, що діє на керуючий пристрій;

- електричний вал – це взаємозв'язаний електропривід, що забезпечує синхронний рух двох або більше виконавчих органів, які не мають механічного зв'язку.

За родом струму привідного двигуна електроприводи підрозділяються на електроприводи постійного та змінного струму.

За типом електромеханічних перетворювачів – асинхронні з короткозамкнутим або фазним ротором, крокові, лінійні, двигуни постійного струму з незалежним і послідовним збудженням.

За способом передачі механічної енергії виконавчому органу електроприводи діляться на: груповий, індивідуальний, багатодвигунний та взаємозв'язаний.

Груповий електропривід характеризується тим, що від одного двигуна приводиться в рух декілька виконавчих органів однієї або декількох робочих машин. Така система електроприводу, що широко використовувалася на ранньому етапі його розвитку, має складне кінематичне коло (механічний передаточний пристрій), що ускладнює його експлуатацію та автоматизацію виробничих процесів. Складна кінематика таких механізмів, великі затрати на їх індивідуальне проектування, високі вимоги до точності виготовлення є основними недоліками групового електроприводу.

Зростання одиничної потужності виробничих механізмів, необхідність автоматизації виробничих процесів та механічних ліній, прагнення до спрощення механічних передаточних пристроїв робочих машин та механізмів зумовили заміну групового електроприводу індивідуальним.

Індивідуальний електропривід характеризується тим, що рух кожного виконавчого органу робочої машини виконується від окремого електродвигуна. При цьому спрощується механічний передаточний пристрій (кінематичне коло) для передачі руху від двигуна робочої машини, легко реалізується автоматизація технологічного процесу, поліпшуються умови обслуговування робочих машин. Тому цей тип приводу у нинішній час є основним. Прикладом індивідуального приводу може бути привід металообробних верстатів, де кожен механізм (шпиндель, механізми поздовжньої та поперечної подачі) приводиться в рух від окремого двигуна. Перехід до індивідуального електроприводу характеризує якісний стрибок у розвитку електроприводу. Електричний привід разом з виконавчим механізмом, що приводиться в рух, утворюють єдину електромеханічну систему, яка відкриває широкі можливості для формування (шляхом впливу на систему керування) заданих законів руху робочих машин, оптимізацію їх роботи за різними критеріями. При цьому спрощується керування механізмами, що взаємодіють у технологічному процесі.

Багатодвигунний електропривід характеризується тим, що виконавчий орган машини приводиться в рух декількома електродвигунами (платформи механізмів повороту потужних екскаваторів та ін.).

Взаємозв'язаний електропривід містить два або декілька електрично або механічно зв'язаних між собою електроприводів, під час роботи яких підтримується задане співвідношення їх швидкостей, навантажень або положення виконавчих органів робочих машин (металообробні верстати з числовим програмним керуванням, прокатні стани металургійної промисловості та ін.). При сумісній роботі деяких механізмів промислових роботів та маніпуляторів, що не зв'язані між собою електрично, також

спостерігається їх взаємозв'язок. Наприклад, висування руки маніпулятора приводить до збільшення моменту інерції для механізму повороту, а збільшення кутової швидкості механізму повороту викликає додаткове навантаження на механізм висування руки з-за дії відцентрових сил.

1.3. Основні напрямки розвитку електроприводу

Сучасний електропривід є основним споживачем (понад 60%) електроенергії, що виробляється. Тому вдосконалення технічних та економічних показників електроприводу є основою прогресу у всіх галузях промисловості й дозволяє успішно розв'язати проблему енергозбереження засобами електроприводу.

Характерною тенденцією розвитку автоматизованого електроприводу є спрощення механічних передаточних пристроїв, вдосконалення й розробка нових типів електродвигунів, застосування нового покоління перетворювачів електричної енергії на базі цілком керованих напівпровідникових модулів та ШІМ для регулювання напруги та струму, а також подальший розвиток систем керування електроприводом, що оптимізують за різними критеріями роботу електроприводу та технологічного процесу.

Основними особливостями розвитку електроприводу на даному етапі є:

- розширення галузі застосування регульованого приводу, головним чином, за рахунок застосування частотно-регульованих приводів змінного струму з використанням цілком керованих напівпровідникових приладів. Електроприводи змінного струму, що використовують більш надійні, економічні та з меншою металоємністю двигуни, будуть інтенсивно витісняти електроприводи постійного струму, що поки мають переважне застосування;
- збільшення вимог до показників точності у динамічних та статичних режимах роботи електроприводу;
- розширення та ускладнення його функцій;
- розширення функціональних можливостей електроприводу в різних виробничих операціях та технологічних процесах, подальше вдосконалення й розвиток систем керування електроприводами шляхом застосування систем числового програмного керування та розширення використання мікропроцесорних пристроїв і керуючих мікро-ЕОМ;
- уніфікація елементної бази та створення комплектних електроприводів, що задовольняють потребам широкого класу виробничих механізмів;
- розширення діапазону потужностей від часток вата до десятка тисяч кіловат та значна різноманітність їх виконання (вбудовувані у шарнірні з'єднання двигуни приводів роботів та маніпуляторів);
- створення потужних безредукторних приводів прокатних станів, шахтних підйомних установок, основних механізмів екскаваторів та інших механізмів у провідних галузях промисловості;
- підвищення енергетичної ефективності всіх типів електромеханічних систем (унікальних та масових), що дуже актуально у зв'язку з енергетичною кризою, яка загострюється як у країні, так і в світі;

– підвищення ККД електроприводів та організація керування режимами роботи виробничими механізмами, яка виключає невиробниче використання електроенергії;

– застосування нового покоління цілком керованих напівпровідникових приладів та засобів керування ними для підвищення ефективності електромеханічного перетворювання енергії, усунування несинусоїдальності напруги та струмів;

– використання групового живлення електромеханічних систем з накопичувачами енергії з метою гнучкого керування потоками електроенергії для компенсації реактивної потужності, зниження струмових навантажень на мережу та підвищення низки показників якості електроенергії.

1.4. Коротка історія розвитку електроприводу

У 1838 році академіком Б.С. Якобі був створений перший у світі електродвигун постійного струму, що був установлений на невеликому катері. Однак невідосконаленість конструкції цього двигуна, відсутність надійних та економічних джерел електроенергії стали основною причиною того, що електропривід тоді не отримав визнання та широкого практичного застосування. У 1892 р. електроприводи з ручним керуванням вперше були встановлені на трамваї у місті Києві. Трохи пізніше електроприводи почали застосовувати на шахтах та рудниках Донбасу та Криворізького басейну.

Особливе значення для розвитку електроприводу мала розробка інженером М.О. Доливо-Добровольським основ теорії найбільш економічної та перспективної трифазної системи змінного струму й створення у 1889 р. найрозповсюдженішого у наш час трифазного асинхронного двигуна. З цього часу починається епоха всебічного використання електричної енергії та широкий розвиток електричного приводу. Винахід Л.Н. Яблочковим трансформаторів вирішив проблему передачі електроенергії на великі відстані.

Першою самостійною працею, у якій достатньо повно розглядалися питання теорії електроприводу, була книга С.А. Ринкевича “Электрическое распределение механической энергии”, видана в 1925 р. Подальший розвиток теорія електроприводу отримала у працях В.К. Попова, А.Т. Голована, Д.П. Морозова та інших вчених. Зміст теорії електроприводу у цих роботах був, звичайно, зорієнтований на розімкнені системи з релейно-контактним керуванням.

Викладання теорії електроприводу як окремої дисципліни розпочалося з 30-х років ХХ-го століття. Важливою умовою розвитку електроприводу була підготовка інженерів-електротехніків. Уперше на Україні у 1892 р. у Харківському технологічному інституті був введений курс електротехніки, а трохи згодом у Київському політехнічному інституті, а у 1918 р. у цьому інституті був відкритий електротехнічний факультет.

Широкому впровадженню та вдосконаленню електроприводу сприяло створення потужної електротехнічної промисловості, науково-дослідних та

проектних інститутів.

До початку 20-х років минулого століття одиночний електропривід поступово витіснив трансмісійну систему, основними недоліками якої були великі габаритні розміри, низькі ККД і надійність, а також труднощі регулювання режимів роботи та загальної експлуатації.

З розвитком одиночного електроприводу та збільшенням потужності електродвигунів виникла тенденція застосування багатодвигунного електроприводу, коли на одній робочій машині розміщувалось декілька двигунів для надання руху різним її елементам. Використання індивідуальних двигунів дало змогу спростити конструкцію механізмів, поліпшити їх надійність і техніко-економічні показники.

Важлива роль у розвитку електротехнічної промисловості належить Харківському електромеханічному заводу (ХЕМЗ), на якому у 30-х роках попереднього століття почали виготовляти пристрій для дистанційного керування електроприводами, а потім магнітні пускачі. На ХЕМЗі були розроблені схеми та апаратура автоматичного пуску асинхронних двигунів. Скажімо, у 1932 році було виготовлено релейно-контакторну апаратуру для реверсивного електроприводу прокатного стану потужністю більше 5000 кВт.

Використання електромашинних підсилювачів надало можливість замінити релейно-контакторні схеми більш надійними системами плавного регулювання швидкості, що використовувалися в електроприводах підйомних установок, прокатних станів, екскаваторів та ін.

Замкнуті системи автоматичного керування отримують усе більший розвиток. Швидкими темпами розвивалась елементна база, що дало можливість виготовити першу вітчизняну підйомну машину з електроприводом постійного струму за системою генератор – двигун з апаратурою керування релейної дії.

Великий вплив на розвиток електроприводу зробили розробки та виробництво напівпровідникових керованих вентилів (тиристорів). Створені на їх основі напівпровідникові перетворювачі постійного та змінного струму поступово витісняли електромашинні та іонні перетворювачі. Це дозволило значно підвищити техніко-економічні показники та швидкодію електроприводу.

Сучасний етап розвитку електроприводу характеризується застосуванням нового покоління цілком керованих напівпровідникових модулів (комбінованих IGBT транзисторів 4-го покоління з вихідним струмом до 1200 А і напругою до 3500 В, тиристорів IGCT, що комутуються керуючим електродом, а також MOS тиристорів з керуванням без споживання струму) для побудови перетворювачів напруги та частоти з використанням ШІМ, а також широким застосуванням мікропроцесорних пристроїв та керуючих мікро-ЕОМ, з метою оптимізації режимів роботи електроприводів та технологічного процесу.

Створення електродвигунів спеціального призначення сприяє вдосконаленню електроприводу. До таких двигунів відносяться: лінійні з поступальним рухом, малоінерційні двигуни з гладким, порожнистим або дисковим якорем, багатокоординатні крокові двигуни та ін.

2. МЕХАНІКА ЕЛЕКТРОПРИВОДУ

2.1. Загальні положення

Електропривід є складною електромеханічною системою, механічні й електричні частини якої знаходяться у постійній взаємодії. Окремі елементи приводу містять різні накопичувачі електричної та механічної енергії. У перехідних режимах відбувається перетворювання енергії та передача її з одного накопичувача до іншого.

При вивченні механіки електроприводу розглядається взаємодія сил і моментів, що діють в електроприводі, як в усталених, так і в перехідних режимах, які виникають за різними керуючими впливами (пуск, реверс, гальмування) або тими, що збурюють (скидання, прийом навантаження та ін.).

Механічна частина приводу є складним кінематичним колом з пружними ланками (довгі вали, канати) та повітряними зазорами. У деяких механізмах (промислові роботи, моталки та ін.) змінюється момент інерції системи, а у механізмів з кривошипно-шатунною передачею змінюється передаточне відношення.

Вивчення електроприводу з урахуванням усіх вказаних чинників досить складне, а інколи й неможливе з-за нестачі інформації про стан об'єкта. Тому спеціаліст з приводу повинен вміти на основі відомої кінематичної схеми механізму та її даних скласти розрахункову схему механічної частини електроприводу, що враховувала б вплив основних чинників та зв'язки між ними.

Мета вивчення цього розділу:

а) навчитися на базі реальної кінематичної схеми виробничого механізму складати розрахункову схему та знаходити її параметри (зведені моменти опору та інерції);

б) навчитися вільно оцінювати характер руху приводу за відомими законами зміни моментів двигуна та робочої машини або, навпаки, знаходити момент двигуна, що забезпечує потрібний закон руху виробничого механізму.

2.2. Механічні характеристики виробничих механізмів та електродвигунів

Для оцінювання механічних властивостей виробничих механізмів та електродвигунів використовують механічні характеристики.

Для виробничих механізмів, що приводяться в рух за допомогою електродвигунів, незалежною змінною є швидкість, тому що момент опору виникає як реакція зовнішніх сил на тіло, що рухається. Тому механічна характеристика виробничого механізму частіше за все зображується як $M_c = f(\omega)$.

Для електродвигуна, навпаки, момент є незалежною змінною. Тому залежність $\omega = f(M)$ є механічною характеристикою, розкриваючи навантажувальні властивості двигуна, показуючи як змінюється його швидкість зі зміною моменту навантаження (опору) на його валу.

Механічні характеристики можуть бути подані й зворотними функціями.

За типом механічних характеристик усі виробничі механізми можливо розбити на чотири групи, момент опору яких визначається емпіричною формулою:

$$M_c = M_{xx} + (M_{cn} - M_{xx}) \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^x,$$

де M_{xx} – момент холостого ходу механізму; M_{cn} – момент статичного опору при номінальній швидкості ω_n ; x – показник степеня, що характеризує зміну моменту опору M_c у функції швидкості ω .

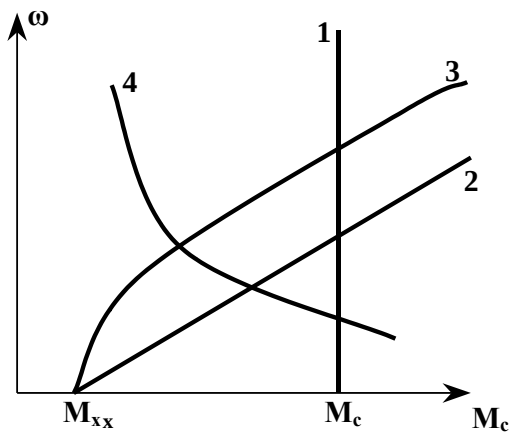


Рис. 2. Механічні характеристики виробничих механізмів

Наведена залежність дозволяє розподілити механічні характеристики на чотири основні групи.

Механічна характеристика, що не залежить від швидкості (пряма 1 рис. 2.1), для якої $x=0$, $M_c = M_{cn} = const$. Таку механічну характеристику мають механізми підйому, подач верстатів, поршневі насоси при незмінній висоті подачі. З деяким наближенням можна віднести усі механізми, у яких основним моментом опору є тертя.

Лінійно зростаюча механічна характеристика (пряма 2 рис. 2.1). У цьому випадку $x=1$ й без урахування M_{xx}

момент опору, що визначається як $M_c = \left(\frac{M_{cn}}{\omega_n} \right) \cdot \omega = k\omega$, лінійно залежить від швидкості. При цьому потужність $P = M_c \omega$ зростає квадратично при збільшенні швидкості. Таку характеристику має, наприклад, генератор постійного струму, увімкнений на зовнішній постійний опір.

Нелінійно зростаюча механічна характеристика (крива 3 на рис. 2.1). Цій характеристиці відповідає $x=2$, момент опору пропорційний квадрату швидкості, а потужність – швидкості у третьому степені. Таку квадратичну (вентиляторну) характеристику мають механізми з відцентровим принципом дії (вентилятори, гребні гвинти, димососи, центрифуги, відцентрові насоси та ін.).

Нелінійно спадаюча механічна характеристика (крива 4 рис. 2.1), для якої $x=-1$, а момент опору зворотно пропорційний швидкості. При цьому потужність залишається практично постійною. Таку характеристику мають, скажімо, шпиндель токарного верстата, моталки прокатних верстатів та ін.

Розглянуті механічні характеристики не поширюються на всі практично можливі механізми. Є такі, в яких момент опору є функцією шляху (поршневі компресори, шахтні підйомні установки з неврівноваженим канатом та ін.). Для більшості механізмів цього класу момент опору задається

у

вигляді

графіка.

Для деяких механізмів момент опору залежить від ряду випадкових технологічних чинників. Це передусім механізми добування та переробки корисних копалин (вугільні та прохідницькі комбайни, дробарки та ін.).

Усі електродвигуни, крім синхронних, мають таку властивість, що їх швидкість є убиваючою функцією моменту двигуна. Ступінь зниження швидкості характеризується жорсткістю механічної характеристики $\beta = \Delta M / \Delta \omega$. Звичайно на робочих ділянках механічні характеристики двигунів (крім синхронних) мають від'ємну жорсткість. Лінійні механічні характеристики мають постійну жорсткість. Для нелінійних характеристик жорсткість не постійна й визначається у кожній точці $\beta = dM/d\omega$.

За ступенем зниження швидкості зі зростанням моменту механічні характеристики двигунів можна поділити на чотири групи:

- абсолютно жорстка механічна характеристика ($\beta = \infty$). Таку характеристику мають синхронні двигуни (пряма 1 на рис. 2.2);

- жорстка механічна характеристика, коли при зміні моменту від нуля до номінального швидкість змінюється незначно (до 10-15%). Такою характеристикою володіють двигуни постійного струму незалежного збудження (пряма 2 рис. 2.2), а також асинхронні двигуни (рис. 2.3) у межах робочої ділянки механічної характеристики. Для цього двигуна жорсткість у різних точках механічної характеристика різна;

- м'яка механічна характеристика, для якої зі зміною моменту значно змінюється швидкість. Таку характеристику мають двигуни постійного струму послідовного збудження (крива 3 рис. 2.2);

- абсолютно м'яка механічна характеристика (модуль жорсткості $\beta = 0$) – це характеристика, для якої момент двигуна зі зміною кутової швидкості залишається незмінним. Таку характеристику мають двигуни при роботі у замкнених системах електроприводу, у режимі стабілізації моменту двигуна (пряма 4 рис. 2.2).

Механічні характеристики двигунів і механізмів відіграють важливу роль у теорії та практиці електроприводу, оскільки дозволяють вирішити такі завдання:

- знайти координати усталеного руху (ω_c та M_c) по точці перетину механічної характеристики двигуна (пряма 1 рис. 2.4), наприклад, з характеристиками механізмів з вентиляторним навантаженням (крива 2 рис. 2.4) і $M_c = const$ (пряма 3 рис. 2.4). Для зручності суміщення характеристик при графічному зображенні відкладається не момент опору, а рівний йому й протилежно спрямований момент двигуна;

- визначити стійкість руху в усталеному режимі;

- встановити відповідність механічних характеристик двигуна та виробничого механізму для вибору економічного способу регулювання швидкості;

- встановити основні способи регулювання швидкості та моменту двигуна й надати їх порівняльний аналіз;

- визначити енергетичні режими роботи двигуна й механізму, аналізуючи напрямок потоків енергії в усталеному режимі;

– надати якісну картину поведінки електроприводу у перехідних режимах.

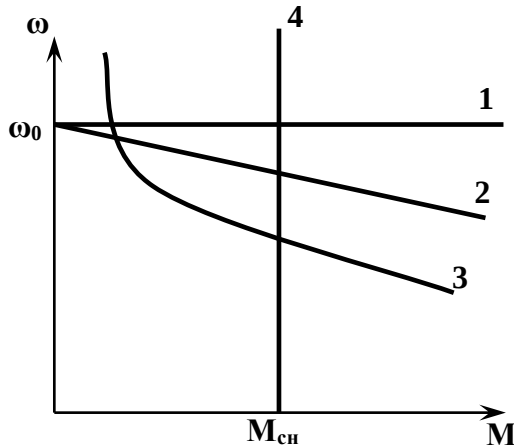


Рис. 2.2. Механічні характеристики електро-двигунів: 1 – синхронного; 2-3 – двигунів постійного струму відповідно незалежного та послідовного збудження

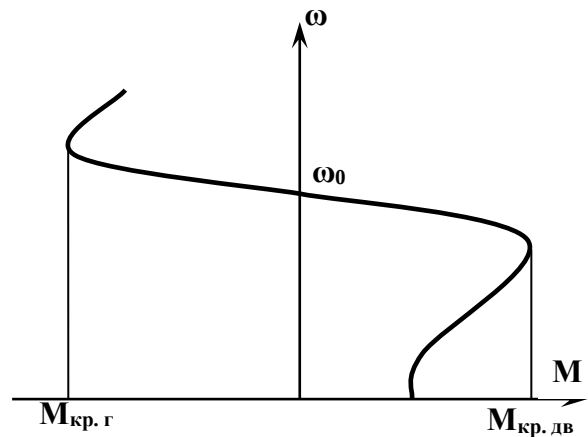


Рис. 2.3. Механічна характеристика асинхронного двигуна

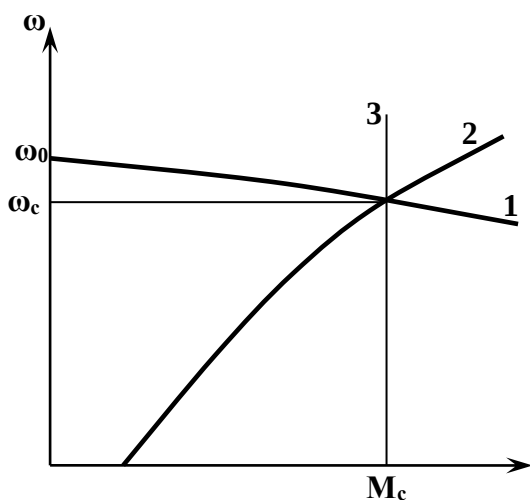


Рис. 2.4. До знаходження координат усталеного режиму (ω_c , M_c)

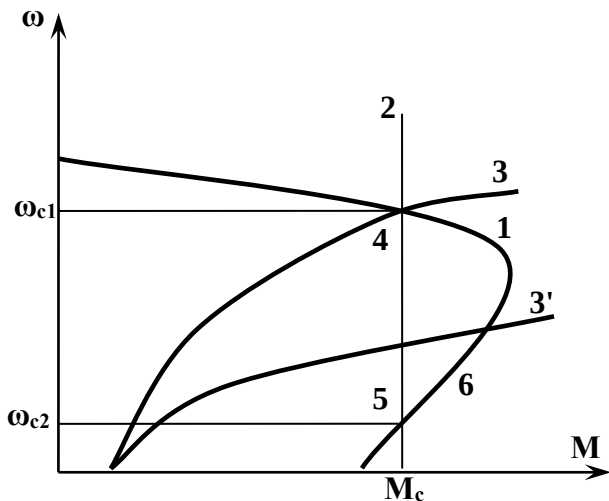


Рис. 2.5. До знаходження статичної стійкості електроприводу

Окрім механічних, використовуються також електромеханічні характеристики двигунів $\omega = f(I)$ – це залежність кутової швидкості двигуна від струму у силових колах. Ці характеристики дозволяють аналізувати електричні й теплові навантаження двигуна та широко використовуються при виборі перетворювальних пристроїв, комутаційних апаратів та ін.

2.3. Статична стійкість електроприводу

Під статичною стійкістю електроприводу розуміється такий стан усталеного режиму роботи електроприводу, коли при випадково виниклому відхиленні

швидкості від усталеного значення привід вертається у точку з координатами усталеного руху. Якщо ця умова не виконується, то привід статично нестійкий.

Привід статично стійкий, якщо у точці усталеного руху при $M_c = const$ виконується умова $\beta = \partial M / \partial \omega < 0$ (точка 4 рис. 2.5).

Механічна характеристика $M_c = const$ перетинає характеристику асинхронного двигуна у двох точках (4 і 5 рис. 2.5). У цих точках виконується умова $M = M_c$, однак стійкою є лише рівновага у точці 4, де динамічний момент, що виникає при зміні швидкості, спрямований на усунення виниклого відхилення. Нехай за будь-якої причини $\omega < \omega_{c1}$, тоді відповідно до механічної характеристики асинхронного двигуна (рис. 2.5) момент, що розвивається двигуном, збільшиться й виникне позитивний динамічний момент $M - M_c > 0$, який вертає привід у точку 4 усталеного руху.

У точці 5, навпаки, найменша зміна швидкості приводить до її подальшої зміни й, відповідно, у цій точці статична рівновага нестійка.

Якщо момент опору залежить від швидкості, то умова статичної рівноваги $\beta - \beta_c < 0$, де β_c – жорсткість механічної характеристики виробничого механізму.

Можна показати, що для механізмів з вентиляторним навантаженням (криві 3 рис. 2.5) у всіх точках механічної характеристики асинхронного двигуна статична рівновага буде стійкою.

Звичайно при проектуванні електроприводу механічна характеристика механізму вже задана. Тому для отримання стійкої статичної рівноваги при конкретних значеннях швидкості та моментів необхідно підібрати відповідну характеристику двигуна. Це досягається підбором типу двигуна й зміною параметрів його кіл та напруги живлення.

2.4. Складання розрахункової схеми механічної частини електроприводу

Механічна частина електроприводу, наприклад, підйомного механізму (рис. 2.6) містить у собі пов'язані рухомі маси двигуна (ДВ), механічного передаточного пристрою (МПП) та виконавчого органа робочої машини (РМ). Двигун через з'єднальну муфту M_1 , механічний передаточний пристрій (редуктор) обертає барабан з навитим канатом, на якому підвішений вантаж масою $m_{\text{ван}}$.

Кожен елемент кінематичної схеми має свою швидкість (кутову чи лінійну) і характеризується моментом інерції J або масою m , а також сукупністю діючих на нього моментів або сил. Отже, механічна частина електроприводу являє собою систему зв'язаних мас, що рухаються з різними швидкостями обертально чи поступально. Крім того, під дією моментів опору механічні ланки системи (канати, довгі вали, зубчасті зчеплення та ін.) деформуються, а у зубчастих зчепленнях мають зазори. Якщо враховувати усі ці чинники, то розрахункова схема механічної частини електроприводу буде являти собою багатомасову систему з пружними зв'язками та зазорами.

Розрахунок руху такої системи складає великі труднощі й можливий тільки з застосуванням ЕОМ. Тому однією з перших задач проектування й досліджування електроприводу є складання розрахункової схеми, що враховує тільки основні чинники.

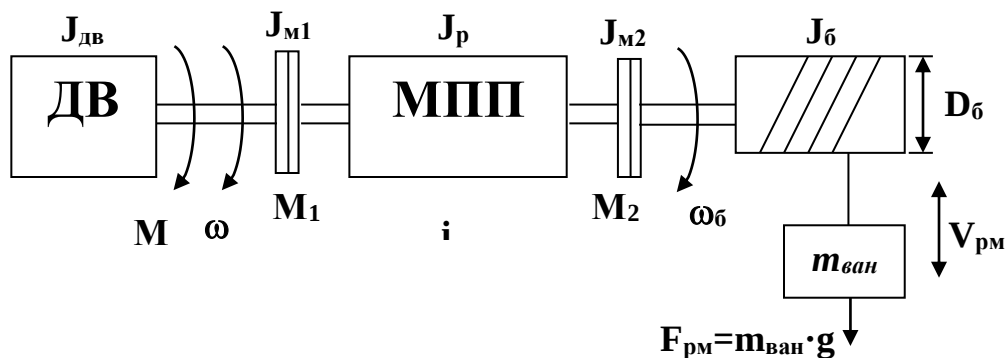


Рис. 2.6. Кінематична схема підйомного механізму

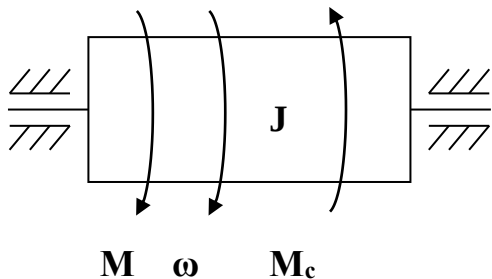


Рис. 2.7. Розрахункова одномасова схема механічної частини електроприводу

У більшості практичних ситуацій в інженерних розрахунках, що не потребують великої точності, можна знехтувати зазорами й пружністю елементів. У цьому випадку значення параметрів руху однієї ланки надає повну інформацію про рух усіх інших ланок електроприводу. Отже, при цих припущеннях розрахункова схема механічної частини електроприводу зводиться до одномасової ланки (рис. 2.7), усі елементи якої обертаються з однаковою швидкістю (швидкість ланки зведення), у якості якої звичайно вибирається швидкість двигуна чи виробничого механізму. Очевидно, щоб зберегти незмінними статичні та динамічні властивості реальної системи, необхідно привести (перерахувати) параметри до однієї швидкості (одного елемента зведення). Якщо в якості елемента зведення вибраний двигун, то така операція перерахунку параметрів називається зведенням моментів опору, інерції та мас до валу (швидкості) двигуна. Якщо ж як елемент зведення вибрана робоча машина, то це – зведення моментів опору та інерції до валу (швидкості) робочої машини.

Якщо зведення моментів опору та інерції відбувається до валу (швидкості) двигуна, то розрахункова схема механічної частини електроприводу являє собою одномасову ланку, що обертається зі швидкістю двигуна ω , яка має зведений момент інерції J , момент опору M_c та знаходиться під дією моменту двигуна M (рис. 2.7).

Отримана проста розрахункова схема справедлива, як зазначалося вище, для ідеальних механічних ланок без пружності та зазорів. Однак вона може

бути застосована у більшості практичних випадків для реальних механічних передаточних пристроїв, які містять невеликі зазори та незначну пружність (велика жорсткість). Таким чином, з точки зору розрахунку зведення моментів опору, інерції та мас дозволяє замінити складну кінематичну схему механізму одномасовою ланкою, однаковою для всіх механізмів.

2.5. Зведення моментів опору до валу (швидкості) двигуна

У даному випадку усі моменти опору зводяться до швидкості двигуна. Розглянемо цю задачу для двох випадків. У першому випадку виробничий механізм здійснює обертальний рух, найпростіша кінематична схема якого наведена на рис. 2.8, а розрахункова схема – рис. 2.7.

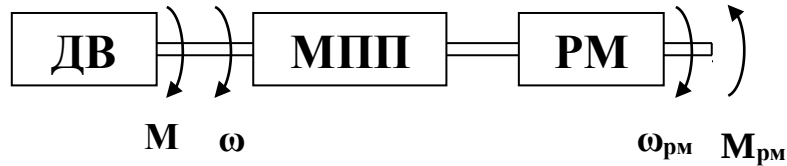


Рис. 2.8. Кінематична схема електроприводу обертального руху

Умовою зведення моментів опору до валу двигуна є рівність потужностей на валу двигуна початкової (рис. 2.8) та розрахункової (зведеної) схем (рис. 2.7). Згідно з позначеннями, що прийняті на цих рисунках, потужність початкової та розрахункової схем визначаються таким чином:

$$P_n = \frac{P_{рм}}{\eta} = \frac{M_{рм} \omega_{рм}}{\eta}; \quad P_{роз} = M_c \omega.$$

Прирівнюючи ці рівняння, отримаємо:

$$M_c = \frac{M_{рм} \omega_{рм}}{\eta \omega} = \frac{M_{рм}}{i \eta}, \quad (2.1)$$

де $i = \omega / \omega_{рм}$ – передаточне відношення редуктора.

Якщо робоча машина здійснює поступальний рух, початкова схема якого наведена на рис. 2.6, то сила опору робочої машини $F_{рм}$ зводиться до валу (швидкості) двигуна у вигляді моменту опору. При цьому розрахункова схема залишається незмінною (рис. 2.7).

Для розглядуваних початкової (рис. 2.6) та розрахункової схем поступального руху справедливі співвідношення:

$$P_n = \frac{P_{рм}}{\eta} = \frac{F_{рм} V_{рм}}{\eta}; \quad P_{роз} = M_c \omega.$$

Із сумісного рішення маємо:

$$M_c = \frac{F_{рм} V_{рм}}{\eta \omega} = \frac{m_{ван} g V_{рм}}{\eta \omega} = \frac{F_{рм} \rho}{\eta},$$

де $\rho = V_{рм} / \omega$ – радіус зведення зусилля робочої машини $F_{рм}$ до валу двигуна у вигляді моменту опору.

2.6. Зведення моментів інерції та мас до вала (швидкості) двигуна

Операцію зведення моментів інерції та мас розглянемо на прикладі механізму, кінетична схема якого наведена на рис. 2.6, а розрахункова – на рис. 2.7.

Зведення моментів інерції та мас робиться на основі балансу запасу кінетичної енергії реальної та розрахункової схем. Запас кінетичної енергії початкової схеми визначається сумою кінетичних енергій усіх рухомих ланок і згідно з рис. 2.6 маємо:

$$W_n = \frac{J_{\partial\partial} \omega^2}{2} + \frac{J_{M_1} \omega^2}{2} + \frac{J_{\rho} \omega^2}{2} + \frac{J_{M_2} \omega_{\delta}^2}{2} + \frac{J_{\delta} \omega_{\delta}^2}{2} + \frac{m_{\text{ван}} V_{pm}^2}{2}.$$

Запас кінетичної енергії розрахункової схеми характеризується зведеним моментом інерції $W_{\text{роз}} = J \omega^2 / 2$.

Прирівнюючи ці рівняння, отримаємо вираз для зведеного моменту інерції:

$$J = J_{\partial\partial} + J_{M_1} + J_{\rho} + \frac{J_{M_2}}{i^2} + \frac{J_{\delta}}{i^2} + \frac{m_{\text{ван}} V_{pm}^2}{\omega^2}.$$

У загальному випадку зведений до валу двигуна момент інерції системи визначається як:

$$J = J_{\partial\partial} + J_{\Sigma} + \sum_{k=1}^n \frac{J_k}{i_k^2} + \sum_{k=1}^n m_k p_k^2, \quad (2.2)$$

де $J_{\partial\partial}$ – момент інерції двигуна, J_{Σ} – сума моментів інерції інших механічних ланок, що обертаються зі швидкістю двигуна; J_k – момент інерції k -го обертового елементу; i_k – передаточне відношення редуктора від валу двигуна до k -го обертового елементу; m_k – маса k -го елементу, що рухається поступально; $\rho_k = V_k / \omega$ – радіус зведення k -го елементу, що рухається поступально, до валу двигуна.

Приклад 2.1. Для підйомного механізму, кінематична схема якого наведена на рис. 2.6, необхідно визначити зведені до валу двигуна статичний момент опору M_c та сумарний момент інерції системи J при підйомі вантажу масою $m_{\text{ван}} = 1500$ кг зі швидкістю $V_{pm} = 1,5$ м/с. Кутова швидкість двигуна $\omega = 97$ рад/с. Діаметр барабану $D_{\delta} = 0,7$ м, момент інерції барабану $J_{\delta} = 8,5$ кг·м². Момент інерції двигуна $J_{\partial\partial} = 0,45$ кг·м². Момент інерції редуктора, зведений до валу двигуна $J_{\rho} = 0,12$; муфти M_1 $J_{M_1} = 0,035$ кг·м²; муфти M_2 $J_{M_2} = 0,9$ кг·м²; ККД передач $\eta = 0,82$.

Розв'язання. Момент робочої машини (статичний момент),

зведений до валу двигуна при підніманні вантажу

$$M_{c\uparrow} = \frac{m_{\text{ван}} g V_{pm}}{\eta \omega} = \frac{1500 \cdot 9,81 \cdot 1,5}{0,82 \cdot 97} = 277,5 \text{ Н}\cdot\text{м}.$$

Кутова швидкість барабана (робочої машини)

$$\omega_{\bar{o}} = \omega_{pm} = \frac{2V_{pm}}{D_{\bar{o}}} = \frac{2 \cdot 1,5}{0,7} = 4,29 \text{ рад/с}.$$

Передаточне відношення редуктора

$$i = \frac{\omega}{\omega_{pm}} = \frac{97}{4,29} = 26,6.$$

Сумарний момент інерції системи, зведений до валу двигуна:

$$J = J_{\bar{o}\bar{o}} + J_{M_1} + J_p + \frac{J_{M_2}}{i^2} + \frac{J_{\bar{o}}}{i^2} + \frac{m_{\text{ван}} V_{pm}^2}{\omega^2};$$

$$J = 0,45 + 0,035 + 0,12 + \frac{0,9}{22,6^2} + \frac{8,5}{22,6^2} + \frac{1500 \cdot 1,5^2}{97^2} = 0,98 \text{ кг}\cdot\text{м}^2.$$

2.7. Зведення моментів опору та інерції до маси, що рухається поступально

У підйомно-транспортних установках іноді доцільно дослідити безпосередньо рух робочого органу, що рухається поступально. У цьому випадку момент, що розвивається двигуном, зводиться до валу (швидкості) робочої машини у вигляді зведеного зусилля F , що прикладене до зведеної маси m , яка рухається поступально і включає зведені моменти інерції. При цьому розрахункові схеми набувають вигляду, який наведено на рис. 2.9.

При зведенні моменту двигуна до ланки, що рухається поступально, виходять з рівності потужності на валу робочої машини реальної (рис. 2.6) та розрахункової (рис. 2.9) схем. Оскільки потік енергії у цьому випадку спрямований від двигуна до робочої машини, то рівняння балансу потужностей має вигляд:

$$M \omega \eta = F V_{pm}.$$

Звідки зведене зусилля F визначається як

$$F = \frac{M\omega\eta}{V_{pm}} = \frac{M\eta}{\rho}. \quad (2.3)$$

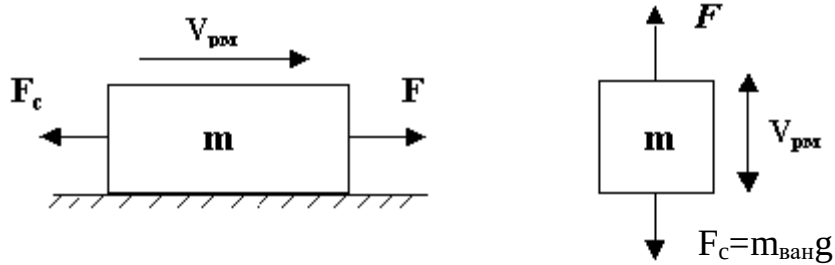


Рис. 2.9. Розрахункова схема при зведенні моментів опору та інерції до ланки, що рухається поступально

У випадку, що розглядається, моменти інерції ланок також зводяться до швидкості поступального руху робочої машини у вигляді зведених мас. Сумарна зведена маса визначається виходячи з рівності запасу кінетичної енергії реальної та розрахункової (зведеної) схем. З урахуванням позначень, що прийняті на рис. 2.6 і рис. 2.9, вказана рівність запишеться як:

$$\frac{mV_{pm}^2}{2} = \frac{J_{\partial\partial}\omega^2}{2} + \frac{J_{M_1}\omega^2}{2} + \frac{J_p\omega^2}{2} + \frac{J_{M_2}\omega_{\partial}^2}{2} + \frac{J_p\omega_{\partial}^2}{2} + \frac{m_{van}V_{pm}^2}{2},$$

звідки отримуємо вираз для сумарної зведеної маси системи:

$$m = \frac{J_{\partial\delta}\omega^2}{V_{pm}^2} + \frac{J_{M_1}\omega^2}{V_{pm}^2} + \frac{J_p\omega^2}{V_{pm}^2} + \frac{J_{M_2}\omega_{\delta}^2}{V_{pm}^2} + \frac{J_{\delta}\omega_{\delta}^2}{V_{pm}^2} + m_{ван}. \quad (2.4)$$

Приклад 2.2. Для умов прикладу 2.1 необхідно визначити зведені до поступального руху (до валу робочої машини) зусилля та масу, якщо момент двигуна $M = 400$ Н·м. Розрахункова схема для цього випадку наведена на рис. 2.9.

Р о з в ' я з а н н я. Зведений до поступального руху момент двигуна (зведене зусилля)

$$F = \frac{M\omega\eta}{V_{pm}} = \frac{400 \cdot 97 \cdot 0,82}{1,5} = 21211 \text{ Н·м.}$$

Зведена маса:

$$m = \frac{1}{V_{pm}^2} (J_{\partial\delta}\omega^2 + J_{M_1}\omega^2 + J_p\omega^2 + J_{M_2}\omega_{\delta}^2 + J_{\delta}\omega_{\delta}^2) + m_{ван};$$

$$m = \frac{1}{1,5^2} (0,45 \cdot 97^2 + 0,035 \cdot 97^2 + 0,12 \cdot 97^2 + 0,9 \cdot 4,29^2 + 8,5 \cdot 4,29^2) + 1500 = 4106,8$$

кг.

2.8. Уточнений облік втрат у передачах при зведенні моментів опору в підйомних установках

Досі при зведенні моментів опору до однієї швидкості втрати у передаточному пристрої враховувалися за допомогою ККД, величина якого приймалась постійною для даного типу передач. Причому у розрахункових виразах фігурує так званий номінальний ККД, що відповідає номінальному завантаженню. Це призводить до значних похибок, тому що ККД передач є нелінійною функцією ступеня завантаження та при частковому завантаженні визначається за кривими $\eta = f(K_z)$ (рис. 2.10), де $K_z = M_c/M_{сн}$ – коефіцієнт завантаження; $M_{сн}$ – номінальний статичний момент.

Якщо виходити з рівності ККД при підйомі й опусканні вантажу, що справедливо лише для передач з малими втратами та завантаженні, близькому до номінального, то момент опору, зведений до валу двигуна, при підйомі $M_{c\uparrow}$ та опусканні $M_{c\downarrow}$ вантажу визначається як:

$$M_{c\uparrow} = \frac{M_{pm}}{i\eta};$$

$$M_{c\downarrow} = \frac{M_{pm}\eta}{i}.$$

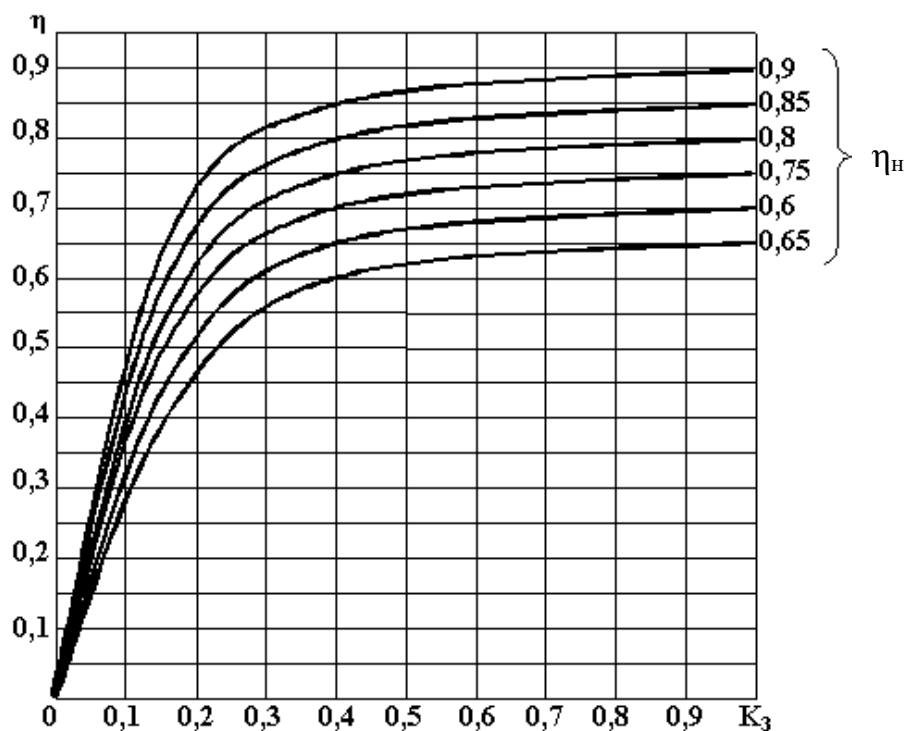


Рис. 2.10. Залежність ККД передаточних пристроїв від ступеня завантаження $\eta = f(K_z)$

Із наведених виразів випливає, що

$$M_{c\downarrow} = M_{c\uparrow} \cdot \eta^2, \quad (2.5)$$

тобто знайдений $M_{c\downarrow}$ завжди позитивний і сприяє руху. Отже, опускання будь-якого вантажу (навіть захватного пристрою) повинно здійснюватися у гальмівному режимі, що не завжди так. Тому спрощеним виразом (2.5) можна користуватися у розрахунках, які не потребують великої точності.

Більш точні результати при зведенні моментів опору для режиму опускання вантажу отримуються у припущенні рівності втрат ΔM у передачах при підйомі та опусканні вантажу.

При підйомі вантажу двигун повинен долати момент на валу робочої машини та втрати ΔM у передачах. Тому отриманий раніше вираз (2.1) придатний для розрахунків зведеного моменту опору при підйомі вантажу

$$M_{c\uparrow} = \frac{M_{pm}}{i\eta} = \frac{M_{pm}}{i} + \Delta M, \quad (2.6)$$

де M_{pm}/i – момент опору, зведений до валу двигуна без урахування ККД.

При спуску важких вантажів, навпаки, момент, що розвивається вантажем, долає втрати у передачах. Отже, від двигуна потребується менший на величину ΔM момент, щоб забезпечити гальмівний спуск вантажу із заданою швидкістю, тобто

$$M_{c\downarrow} = \frac{M_{pm}}{i} - \Delta M. \quad (2.7)$$

Із (2.6) втрати у передачах визначаються як

$$\Delta M = M_{c\uparrow} - \frac{M_{pm}}{i} = \frac{M_{pm}}{i\eta}(1 - \eta).$$

Підставляючи цей вираз у (2.7), отримаємо уточнений вираз зведеного моменту опору при спуску вантажу (передача енергії від виробничого механізму до двигуна)

$$M_{c\downarrow} = \frac{M_{pm}}{i} - \frac{M_{pm}}{i\eta}(1 - \eta) = M_{c\uparrow}(2\eta - 1). \quad (2.8)$$

Отриманий вираз дозволяє проаналізувати, при яких значеннях ККД реалізується гальмівний та силовий спуск вантажу.

Якщо $\eta > 0,5$, то $M_{c\downarrow}$ буде позитивним і, отже, спрямований у сторону опускання вантажу. Тому двигун повинен розвивати гальмівний момент, щоб реалізувати опускання вантажу з постійною швидкістю.

При $\eta < 0,5$ $M_{c\downarrow}$ – негативний й спрямований проти руху. При цьому двигун повинен працювати у режимі двигуна, реалізуючи силовий спуск вантажу.

2.9. Рівняння руху електроприводу при постійному моменті інерції без урахування пружних зв'язків

Під час проектування та дослідження електроприводу виникає необхідність у визначенні різних механічних величин (шлях, кут повороту, швидкість, прискорення), а також моментів та сил, що забезпечують заданий рух.

Стосовно отриманих раніше розрахункових схем для обертового (рис. 2.7) і поступального (рис. 2.9) рухів рівняння руху одержується найбільш просто на основі другого закону Ньютона, яке для обертального руху має вигляд:

$$\sum M = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (2.9)$$

а для поступального руху:

$$\sum F = m \frac{dv}{dt}, \quad (2.10)$$

де $\sum M$, $\sum F$ – результуючі моменти та сили, що діють на тіло; J , m – зведені до однієї швидкості момент інерції та маса; $d\omega/dt = \varepsilon$ – кутове прискорення тіла, що обертається; $dv/dt = a$ – прискорення тіла, що рухається поступально.

При обертовому русі, розрахункова схема якого наведена на рис. 2.7, момент двигуна M врівноважує момент опору M_c та динамічний момент $J d\omega/dt$, що виникає у перехідних режимах. Для вказаних на рис. 2.7 напрямків моментів, коли рух здійснюється під дією моменту двигуна, а момент опору M_c перешкоджає руху, рівняння руху з урахуванням (2.9) записується у вигляді:

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}. \quad (2.11)$$

Аналогічно для поступального руху з урахуванням (2.10) маємо:

$$F - F_c = m \frac{dv}{dt}. \quad (2.12)$$

Оскільки двигун може працювати в гальмівному режимі та в режимі двигуна, а момент опору може як перешкоджати руху, так і сприяти (спуск важкого вантажу), то сумісна дія M та M_c визначає величину і знак динамічного моменту $M_{дин} = J d\omega/dt$, що визначає прискорення системи. Таким чином у загальному випадку рівняння руху має вигляд:

$$\pm M \pm M_c = J \frac{d\omega}{dt}. \quad (2.13)$$

Вибір знаків моментів відбувається у відповідності до прийнятого позитивним напрямку, розглянутому в наступному параграфі.

Рівняння (2.13) дозволяє однозначно визначити характер механічного руху: а) якщо $M > M_c$, то $M_{дин} > 0$, і електропривід рухається із прискоренням; б) коли $M < M_c$, то $M_{дин} < 0$ і має місце уповільнення приводу; в) якщо $M = M_c$, то $M_{дин} = 0$, що відповідає усталеному руху, частковим випадком якого є стан спокою. Режим роботи, при яких $M_{дин} \neq 0$, отже, $d\omega/dt \neq 0$, називають перехідним.

Момент інерції тіла, що обертається, визначається виразом $J = m\rho^2$, де m – маса тіла, що обертається навколо осі; ρ – радіус інерції. Скажімо, для суцільного циліндра масою m та радіусом R момент інерції $J_y = mR^2/2$.

Іноді у каталогах указується для двигунів не момент інерції J , а так званий маховий момент GD^2 . Для визначення моменту інерції у системі СІ (кг·м²) потрібно користуватися співвідношенням $J = GD^2/4$.

Рівняння руху дозволяє:

а) за відомими M_c та J визначити момент двигуна M , що забезпечує задане прискорення (уповільнення)

$$M = M_c \pm J \frac{d\omega}{dt};$$

б) за відомими M , M_c та J визначити характер руху

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{(\pm M \pm M_c)}{J};$$

в) інтегруючи рівняння руху, визначити час перехідного процесу

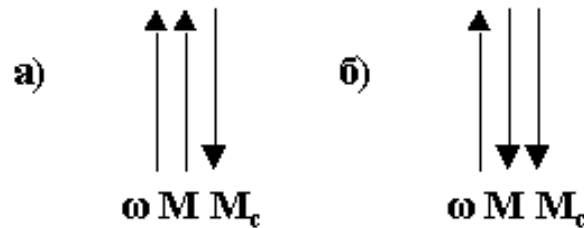
$$t = \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{J d\omega}{(\pm M \pm M_c)}.$$

2.10. Знаки моментів. Активний та реактивний моменти опору

З рівняння руху (2.13) випливає, що його характер визначається сумою моментів, прикладених до системи. У розрахунковій схемі (рис. 2.7) діють два моменти – електромагнітний момент двигуна M та момент опору M_c , зведений до валу двигуна, у який входять момент опору, що утворюється робочим органом механізму, та моменти тертя. Моменти двигуна й опору характеризуються величиною і напрямком та можуть діяти як у напрямку

руху, так і проти. У першому випадку моменти називаються рушійними, а у другому – гальмівними.

Домовилися вважати, що якщо моменти співпадають з напрямком руху, то вони позитивні й у рівнянні руху беруться зі знаком плюс. Якщо момент спрямований у бік, зворотний до напрямку руху, то він вважається негативним і у рівнянні руху приймається зі знаком мінус.



Для вказаних на рисунку напрямків моментів та швидкості рівняння руху мають вигляд:

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}; \quad -M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}.$$

Варто додати, що у практичних розрахунках швидкість двигуна завжди вважається позитивною при будь-якому напрямку обертання.

Залежно від причин, що зумовлюють виникнення моменту опору, розрізняють реактивний та активний моменти опору. Реактивний момент виникає внаслідок руху і створюється силами реакції середовища на рухоме тіло (сили тертя, різання, непружних деформацій тощо). Цей момент завжди спрямований проти руху і у рівнянні руху завжди береться зі знаком мінус. При зміні напрямку обертання реактивний момент стрибком змінює знак (рис. 2.11).

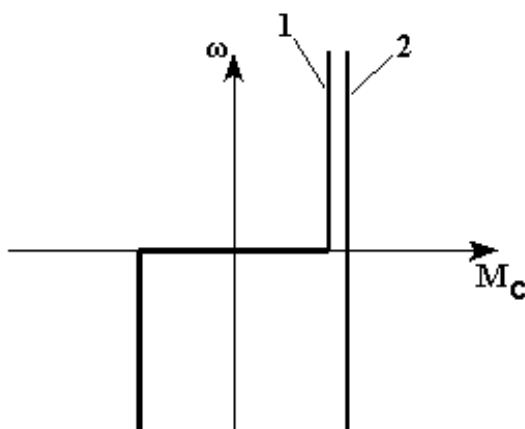


Рис. 2.11. Графічне зображення реактивного (1) та активного (2) моментів опору

Активний момент опору виникає незалежно від руху й створюється найчастіше силами тяжіння й пружних деформацій (наприклад, момент, що створюється вагою вантажу, який піднімається). Активний момент може як перешкоджати руху (підйом вантажу), так і сприяти (спуск вантажу). При зміні напрямку обертання знак цього моменту зберігається

(див. рис. 2.11).

Розглянемо характер руху найпростішого підйомного механізму, наведеного на рис. 2.6. Момент робочої машини створюється найчастіше вагою вантажу $M_{pm} = m_{ван} g R_0$, а тертям будемо нехтувати. Зведений до валу двигуна момент опору $M_c = M_{pm} / i\eta$. Як уже зазначалося, момент, що створюється вантажем, є активним і перешкоджає руху при підйомі вантажу і, навпаки, сприяє руху при спуску вантажу. Момент двигуна залежно від режиму роботи може мати будь-який знак і величину. Деякі ситуації, що можуть виникнути при різних моментах двигуна і $\eta > 0,5$, наведені у табл. 2.1.

Таблиця 2.1

Напрямок і величина			Рівняння руху	Характер руху
ω	M	M_c		
↑	↑ $ M > M_c $	↓	$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}$	Підйом з прискоренням
↑	↑ $ M = M_c $	↓	$M - M_c = 0$	Підйом із незмінною швидкістю
↑	↑ $ M < M_c $	↓	$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}$	Підйом з уповільненням ε_1 , так як $ M < M_c $
↑	$M = 0$	↓	$-M_c = J \frac{d\omega}{dt}$	Підйом з уповільненням ε_2 , але $ \varepsilon_2 > \varepsilon_1 $
↓	$M = 0$	↓	$M_c = J \frac{d\omega}{dt}$	Опускання з прискоренням ε_3
↓	$M \downarrow$	↓	$M + M_c = J \frac{d\omega}{dt}$	Опускання з прискоренням ε_4 , але $\varepsilon_4 > \varepsilon_3$
↓	↑ $ M < M_c $	↓	$-M + M_c = J \frac{d\omega}{dt}$	Опускання з прискоренням ε_5 , але $\varepsilon_5 < \varepsilon_3$
↓	↑ $ M = M_c $	↓	$-M + M_c = 0$	Опускання з незмінною швидкістю (гальмівний спуск вантажу)
↓	↑ $ M > M_c $	↓	$-M + M_c = J \frac{d\omega}{dt}$	Опускання з уповільненням (гальмування)

Як приклад застосування знаків моментів та швидкостей на рис. 2.12 наведені діаграми швидкості, графіки моментів двигуна $M = f(t)$ і опору $M_c = f(t)$ для механізмів з реактивним та активним моментом опору. Причому для обох випадків момент двигуна у перехідних режимах підтримувався постійним та однаковим за модулем.

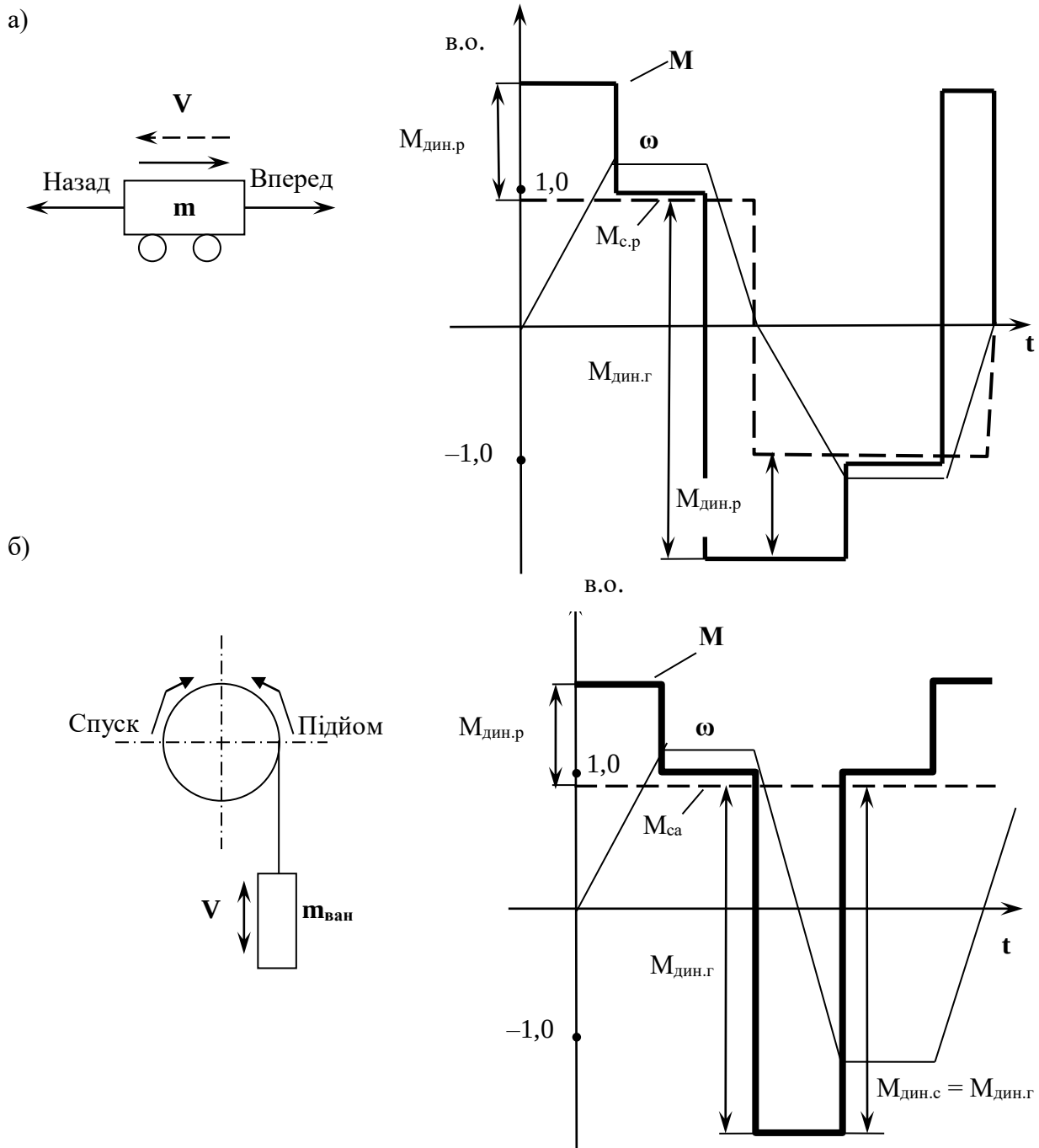


Рис. 2.12. Діаграми швидкості (ω), моментів двигуна (M), опору (M_c) й динамічного моменту $M_{дин.р}$ і $M_{дин.г}$ при розгоні й гальмуванні для механізмів з реактивним (а) та активним (б) моментами опору

Слід відзначити, що на рис. 2.12 для зручності визначення динамічного моменту при побудуванні $M_c(t)$ відкладався не момент опору, а рівний йому протилежно спрямований момент двигуна, що врівноважує M_c .

2.11. Рівняння руху при змінному моменті інерції

Є ряд виробничих механізмів, у яких момент інерції не постійний. При цьому розрізняють два випадки: а) фактичне значення $J = const$, але змінюється передаточне відношення й у результаті цього змінюється зведене значення

моменту інерції $J = J_{pm}/i^2$. Це механізми з кривошипно-шатунною передачею;
 б) механізми, у яких змінюється фактичне значення моменту інерції (промислові роботи, моталки металургійних підприємств).

Для першого випадку рівняння руху може бути отримано на основі рівняння балансу потужностей $P = P_c + P_{дин}$, де P – потужність, що споживається двигуном; P_c – потужність, що витрачається на подолання моменту опору; $P_{дин}$ – динамічна потужність, що характеризує зміну кінетичної енергії системи $W_k = J\omega^2/2$.

Динамічна потужність визначається як похідна від добутку двох змінних:

$$P_{дин} = \frac{d(J\omega^2/2)}{dt} = J\omega \frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega^2}{2} \cdot \frac{dJ}{dt}. \quad (2.14)$$

Підставляючи (2.14) у рівняння балансу потужностей, маємо:

$$P = P_c + J\omega \frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega^2}{2} \frac{dJ}{dt}.$$

Поділивши цей вираз на ω , отримаємо рівняння руху при змінному моменті інерції

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega}{2} \frac{dJ}{dt}. \quad (2.15)$$

З цього рівняння випливає, що при змінному моменті інерції динамічний момент виникає не тільки від зміни швидкості у часі, а й від зміни моменту інерції.

Оскільки частіше залежність моменту інерції надається не у функції часу, а у функції шляху, то рівняння (2.15) зводиться до іншого вигляду, використовуючи залежність $dt = d\alpha/\omega$, де α – кут повороту. З урахуванням цього маємо з (2.15)

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega^2}{2} \frac{dJ}{d\alpha}. \quad (2.16)$$

Для систем, у яких змінюється фактичне значення моменту інерції, рівняння руху можна отримати на базі основного рівняння динаміки, згідно до якого сума моментів відносно нерухомої вісі дорівнює похідній кількості руху:

$$M - M_c = \frac{d}{dt}(J\omega).$$

Взявши похідну, отримаємо:

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt} + \omega \frac{dJ}{dt}. \quad (2.17)$$

2.12. Розрахунок часу й шляху при розгоні та гальмуванні електроприводу

Час перехідних процесів впливає на продуктивність механізмів, що працюють з частими процесами пуску та гальмування. Розрахунок часу перехідного процесу оснований на інтегруванні рівняння руху:

$$\pm M \mp M_c = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (2.18)$$

яке після розподілу змінних має вигляд:

$$dt = \frac{J}{\pm M \mp M_c} d\omega. \quad (2.19)$$

Час, що потрібен для зміни швидкості від ω_1 до ω_2 , визначається як:

$$t_{nep} = \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{J d\omega}{\pm M \mp M_c}.$$

Для розв'язання цього інтегралу необхідно знати залежність моментів двигуна й опору від швидкості. У найпростішому випадку, прийнявши постійним середнє значення моменту двигуна $M_{сep} = const$, $J = const$ і $M_c = const$, отримаємо:

$$t_{nep} = \frac{J(\omega_2 - \omega_1)}{M_{сep} \mp M_c}. \quad (2.20)$$

Шлях, пройдений за час перехідного процесу, визначається за допомогою виразу $\omega = \frac{d\alpha}{dt}$, звідки $d\alpha = \omega \cdot dt$. Інтегруючи цей вираз, отримаємо:

$$\alpha = \int_{\omega_1}^{\omega_2} \omega dt.$$

Підставляючи у цей вираз значення dt з (2.19), отримаємо після інтегрування:

$$\alpha_{nep} = \frac{J(\omega_2^2 - \omega_1^2)}{2} \cdot \frac{1}{M_{сep} \mp M_c}. \quad (2.21)$$

Розглянемо окремі випадки:

а) пуск (розгін) двигуна від 0 до ω_c під дією середнього значення пускового моменту $M_{n.cер}$. При цьому з (2.20) і (2.21) маємо:

$$t_{раз} = \frac{J \omega_c}{M_{n.cер} - M_c}; \quad \alpha_{раз} = \frac{J \omega_c^2}{2} \cdot \frac{1}{M_{n.cер} - M_c};$$

б) гальмування двигуна від ω_c до 0 під дією середнього гальмівного моменту $M_{з.cер}$:

$$t_{зал} = \frac{J(0 - \omega_c)}{-M_{з.cер} - M_c} = \frac{J \omega_c}{M_{з.cер} + M_c}; \quad (2.22)$$

$$\alpha_{зал} = \frac{J \omega_c^2}{2} \cdot \frac{1}{M_{з.cер} + M_c}. \quad (2.23)$$

Приклад 2.3. Потрібно орієнтовно визначити час розгону до швидкості $\omega_c = 300$ рад/с і пройдений шлях (при $M_c = 40$ Н·м) асинхронного двигуна, що має характеристику, наведену на рис. 2.13, та наступні технічні дані: швидкість ідеального холостого ходу 314 рад/с, пусковий момент 80 Н·м; максимальний (критичний) момент $M_{кр} = 120$ Н·м; сумарний момент інерції системи $J = 0,25$ кг·м².

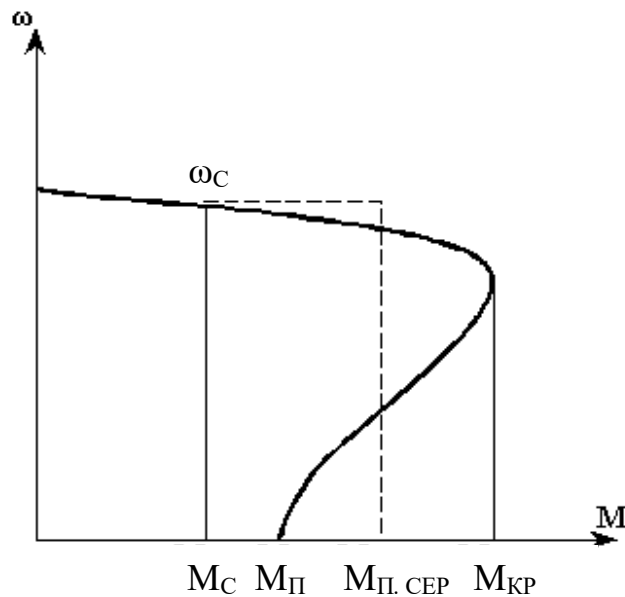


Рис. 2.13. До розрахунку часу розгону асинхронного двигуна

Р о з в ' я з а н н я. Точне визначення часу розгону асинхронного двигуна з нелінійною характеристикою пов'язано з певними складностями. Для

наближеного визначення $t_{раз}$ використовується середнє значення пускового моменту двигуна

$$M_{n.сер} = \frac{M_n + M_{кр}}{2} = \frac{80 + 120}{2} = 100 \text{ Н}\cdot\text{м}.$$

Час розгону

$$t_{раз} = \frac{J \omega_c}{M_{n.сер} - M_c} = \frac{0,25 \cdot 300}{100 - 40} = 1,25 \text{ с}.$$

Шлях, пройдений за час розгону

$$\alpha_{раз} = \frac{J \omega_c^2}{2} \cdot \frac{1}{M_{n.сер} - M_c} = \frac{0,25 \cdot 300^2}{2} \cdot \frac{1}{100 - 40} = 187,5 \text{ рад}.$$

Приклад 2.4. Для асинхронного двигуна серії 4А ($P_n = 4$ кВт; $n_n = 949$ об/хв; $M_n/M_n = 2,0$; $M_{кр}/M_n = 2,5$; $J = 0,021$ кг·м²) необхідно визначити час розгону вхолосту ($M_c = 0$), пройдений шлях і прискорення двигуна.

Р о з в ' я з а н н я. Номінальний момент двигуна

$$M_n = \frac{P_n}{\omega_n} = 9550 \cdot \frac{P_n (\text{кВт})}{n_n (\text{об/хв})} = 9550 \cdot \frac{4}{949} = 40,25 \text{ Н}\cdot\text{м}.$$

Пусковий момент

$$M_n = 2M_n = 2 \cdot 40,25 = 80,5 \text{ Н}\cdot\text{м}.$$

Критичний момент

$$M_{кр} = 2,5M_n = 2,5 \cdot 40,25 = 100,6 \text{ Н}\cdot\text{м}.$$

Середнє значення пускового моменту

$$M_{n.сер} = \frac{M_n + M_{кр}}{2} = \frac{80,5 + 100,6}{2} = 90,55 \text{ Н}\cdot\text{м}.$$

Час розгону без навантаження

$$t_{раз} = \frac{J \omega_0}{M_{н.сер}} = \frac{0,021 \cdot 104,67}{90,55} = 0,024 \text{ с},$$

де $\omega_0 = \frac{\pi \cdot n_0}{30} = \frac{3,14 \cdot 1000}{30} = 104,67 \text{ с}^{-1}$ – швидкість ідеального холостого ходу (кутова швидкість магнітного поля).

Шлях, пройдений за час розгону

$$\alpha_{раз} = \frac{J \omega_0^2}{2M_{н.сер}} = \frac{0,021 \cdot 104,67^2}{2} \cdot \frac{1}{90,95} = 1,27 \text{ рад},$$

тобто двигун розганяється до швидкості ідеального холостого ходу, зробивши всього 0,2 оберту.

Прискорення двигуна (середнє значення)

$$\varepsilon_{сер} = \frac{\omega_0}{t_{раз}} = \frac{104,67}{0,024} = 4361,2 \text{ рад/с}^2.$$

Приклад 2.5. Визначити час розгону підйомного механізму при опусканні вантажу у двох випадках:

а) двигун працює у режимі двигуна і розвиває момент, середнє значення якого $M_{н.сер} = 180 \text{ Н}\cdot\text{м}$;

б) двигун розвиває той же за величиною гальмівний момент. Статичний момент активний $M_c = 340 \text{ Н}\cdot\text{м}$. Момент інерції системи, зведений до валу двигуна $J = 3,5 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$; усталена швидкість $\omega_c = 85 \text{ рад/с}$.

Р о з в ' я з а н н я. Для першого випадку час розгону

$$t_{раз} = \frac{J \omega_c}{M_{н.сер} + M_c} = \frac{3,5 \cdot 85}{180 + 340} = 0,58 \text{ с}.$$

Для другого випадку час розгону

$$t_{раз} = \frac{J \omega_c}{-M_{н.сер} + M_c} = \frac{3,5 \cdot 85}{-180 + 340} = 1,86 \text{ с}.$$

2.13. Оптимальне передаточне відношення редуктора

Під час проектування електроприводу необхідно забезпечити потрібну швидкість виробничого механізму та максимальну швидкість приводу в перехідних режимах. Виконання цих вимог може бути забезпечене шляхом зміни передаточного відношення редуктора, вибираючи двигун з різною номінальною швидкістю.

Оскільки зведений момент інерції залежить від квадрату передаточного відношення i , то тривалість перехідних режимів суттєво залежить від правильного його вибору.

Нехай є найпростіша кінематична схема електроприводу (рис. 2.14). Необхідно знайти таке передаточне відношення, при якому час розгону й гальмування будуть мінімальними при заданій потужності двигуна.

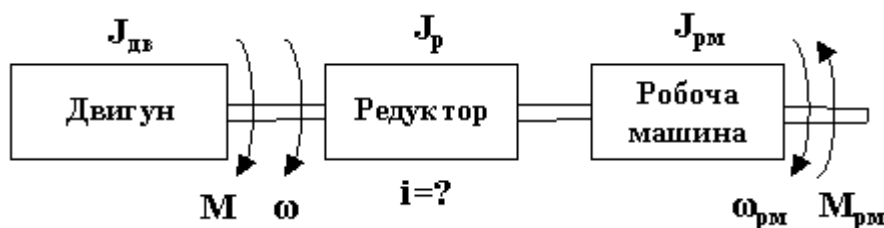


Рис. 2.14. До визначення оптимального передаточного відношення редуктора

Раніше був отриманий вираз для розрахунку часу перехідного процесу:

$$t_{пер} = \frac{J \omega_c}{M \mp M_c}. \quad (2.24)$$

У цьому виразі знак мінус відноситься до часу розгону, а плюс — до часу гальмування. Цей вираз містить зведені величини моментів опору та інерції, що визначаються як:

$$J = kJ_{дв} + \frac{J_{рм}}{i^2}; \quad M_c = \frac{M_{рм}}{i\eta},$$

де $k = (1,1 \div 1,3)$ — коефіцієнт, що враховує невідоме значення моменту інерції редуктора.

Без врахування ККД $M_c = M_{рм}/i$.

Статична швидкість двигуна $\omega_c = \omega_{рм} i$.

Підставляючи наведені вирази у (2.24), отримаємо:

$$t_{пер} = (kJ_{дв} i^2 + J_{рм}) \cdot \frac{\omega_{рм}}{iM \mp M_{рм}}. \quad (2.25)$$

Оптимальне передаточне відношення визначається дослідженням (2.25) на екстремум згідно із загальним правилом, використовуючи рівняння $dt_{nep}/di = 0$,

$$\frac{dt_{nep}}{di} = \frac{2kiJ_{\partial\delta}\omega_{pm}(Mi \mp M_{pm}) - M(kJ_{\partial\delta}i^2 + J_{pm})\omega_{pm}}{(iM \mp M_{pm})^2}.$$

Прирівнюючи до нуля чисельник даного виразу, отримаємо після перетворення

$$kJ_{\partial\delta}Mi^2 \mp 2kJ_{\partial\delta}M_{pm}i - MJ_{pm} = 0.$$

Корінь цього рівняння визначає оптимальне значення передаточного відношення

$$i_{opt} = \pm \frac{M_{pm}}{M} + \sqrt{\left(\frac{M_{pm}}{M}\right)^2 + \frac{J_{pm}}{kJ_{\partial\delta}}}. \quad (2.26)$$

У цьому рівнянні, навпаки, знак плюс відноситься до розгону, а мінус – до гальмування приводу.

Для приводів, у яких задана однакова величина прискорення й уповільнення, i_{opt} знаходиться для випадку розгону, оскільки при однаковому значенні моменту двигуна час розгону двигуна більше, ніж гальмування.

При роботі приводу вхолосту ($M_{pm} = 0$) маємо з (2.26)

$$i_{opt} = \sqrt{\frac{J_{pm}}{k \cdot J_{\partial\delta}}}.$$

Якщо потрібно знайти i_{opt} , що забезпечує задане прискорення ε при мінімальному моменті двигуна, то у рівняння руху $M - M_c = Jd\omega/dt = J\varepsilon$ підставляються отримані раніше значення зведених величин M_c , J і прискорення двигуна $\varepsilon = \varepsilon_{pm}i$. Внаслідок цього отримаємо:

$$M = \left(kJ_{\partial\delta} + \frac{J_{pm}}{i^2} \right) i\varepsilon_{pm} + \frac{M_{pm}}{i},$$

де ε_{pm} – прискорення робочої машини.

З наведеного виразу

$$\frac{dM}{di} = kJ_{\partial\delta}\varepsilon_{pm} - \frac{J_{pm}\varepsilon_{pm}}{i^2} - \frac{M_{pm}}{i^2}$$

Прирівнюючи це рівняння до нуля, отримаємо:

$$i_{onm} = \sqrt{\frac{J_{pm}\varepsilon_{pm} + M_{pm}}{kJ_{\partial\theta}\varepsilon_{pm}}}. \quad (2.27)$$

Для тривалого режиму роботи у якості критерію оптимальності передаточного відношення виступає мінімум вартості обладнання. Дійсно, чим вище передаточне відношення, тим дорожчий редуктор. Однак у цьому випадку потрібно вибирати двигун з підвищеною номінальною швидкістю, а отже, менших габаритів і вартості.

2.14. Рівняння руху електроприводу з урахуванням пружних механічних зв'язків

Досі механічна частина електроприводу розглядалася як абсолютно жорстка система з недеформованими елементами. Таке припущення дозволило механічну частину електроприводу зображати у вигляді одномасової системи та використовувати розрахункову схему приводу, наведену на рис. 2.7. Однак у дійсності усі механічні ланки, що знаходяться під дією сил та моментів, деформуються. При цьому, відповідно до закону Гука, пружні зусилля F_{np} та моменти M_{np} , що виникають у пружному елементі, пропорційні відповідно до лінійних (Δl) та кутових ($\Delta\phi$) переміщень:

$$F_{np} = C_1\Delta l; \quad M_{np} = C_2\Delta\phi,$$

де C_1 , C_2 , – коефіцієнти жорсткості механічних ланок, що мають відповідно розмірність Н/м та Н·м/рад.

Для пружного стержня при його розтягуванні або стисканні жорсткість

$$C_1 = SE/l,$$

де S – площа поперечного перерізу; E – модуль пружності розтягуванні; l – довжина стержня.

Жорсткість валу при його скручуванні

$$C_2 = J_\phi G/l,$$

де $J_\phi = \pi R^4/2$ – момент інерції поперечного перерізу валу; G – модуль пружності скручування; R , l – радіус і довжина валу.

У більшості практичних випадків механічна частина приводу виконується таким чином, що деформації, які виникають, незначні й практично не спотворюють руху, що передається від двигуна до робочого органу

виробничого механізму. Однак у ряді випадків жорсткість окремих елементів виявляється невеликою і деформації ланок стають значними, що вносить суттєві зміни у характер руху електроприводу. Прикладом можуть слугувати установки, де двигун і робоча машина з'єднуються через явно виражений пружний елемент: довгий вал, канат у підйомних механізмах, стрічку або ланцюг у конвеєрних установках та ін. Крім того, помітні деформації можуть виникати у приводах зі складним кінематичним колом, де окремі елементи мають достатню жорсткість. Однак невеликі деформації окремих елементів можуть у сумі виявитися значними, тому порушиться співвідношення між швидкостями окремих елементів.

За наявності пружної ланки й ступінчатої зміни, наприклад, моменту двигуна відбувається спочатку закручування пружного елемента і лише після цього відбувається зміна моменту, прикладеного до робочого органу механізму. При цьому також відбувається спочатку зміна швидкості двигуна, а потім механізму.

Таким чином, у системах з пружністю закон зміни швидкості двигуна буде відрізнятися від закону зміни швидкості робочої машини. Отже, для систем з пружними елементами для визначення положення або швидкості окремих ланок системи вже недостатньо знання руху одного лише елемента, як це мало місце в одномасових розрахункових схемах

У загальному випадку кінематичні схеми ряду виробничих механізмів можуть виявитися досить складними та містити декілька пружних елементів. Так, наприклад, для найпростішої підйомної установки, кінематична схема якої наведена на рис. 2.6, можна виділити три пружних елементи: муфти зі шпонковими з'єднаннями і канат. Через це розрахункова схема механічної частини приводу буде чотиримасовою, як наведено на рис. 2.15.

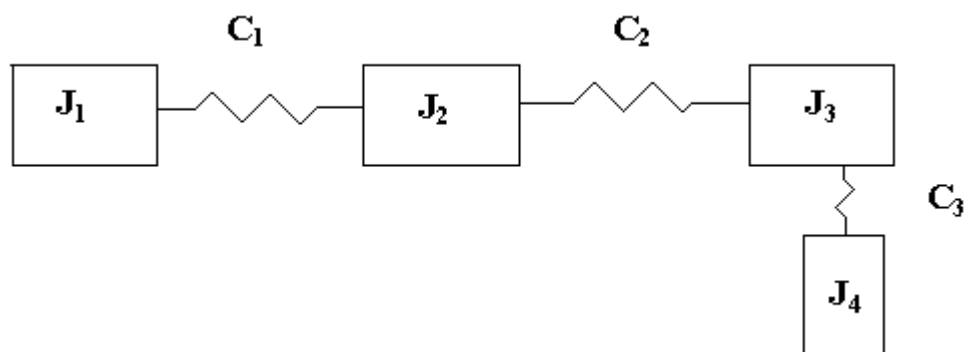


Рис. 2.15. Розрахункова чотиримасова схема підйомної установки

Для схеми рис. 2.15 з урахуванням позначень рис. 2.6 моменти інерції $J_1 \dots J_4$, зведені до валу двигуна, визначаються як:

$$J_1 = J_{\text{дв}}; J_2 = J_{M_1} + J_p; J_3 = \frac{J_{M_2}}{i^2} + \frac{J_{\text{б}}}{i^2}; J_4 = \frac{m_{\text{ван}} V_{\text{рм}}^2}{\omega^2}.$$

Зведені жорсткості: $C_1 = C_{м1}$; $C_2 = \frac{C_{м2}}{i^2}$, $C_3 = C_k \rho^2$; де $C_{м1}$ – жорсткість механічних ланок до муфти M_1 включно, $C_{м2}$ – жорсткість ланок від редуктора до муфти M_2 включно; C_k – жорсткість канату; ρ – радіус зведення.

Складання зведених розрахункових схем механічної частини електроприводу та їх можливе спрощення є першим важливим етапом дослідження складних електромеханічних систем. Після виконання операції зведення можна кількісно зіставити між собою різні маси системи й жорсткості зв'язків між ними й тим самим виділити головні маси та пружні зв'язки, що необхідно враховувати при розрахунках.

Розглянемо типовий електропривід, що складається з двигуна постійного струму, редуктора та виробничого механізму. Пружність редуктора визначається в основному пружністю валів, зубців шестерень, шліцьових та шпонкових з'єднань. Двигуни постійного струму звичайного виконання є високошвидкісними (більш дешеві й менших габаритів), що призводить до необхідності використання редукторів з великим передаточним відношенням. Внаслідок податливості редуктора визначається в основному податливістю на виході, де прикладається найбільший обертальний момент і зосереджена найбільша інерційна маса. Це дозволяє звести механічну частину електроприводу до двомасової системи, розрахункова схема якої наведена на рис. 2.16.

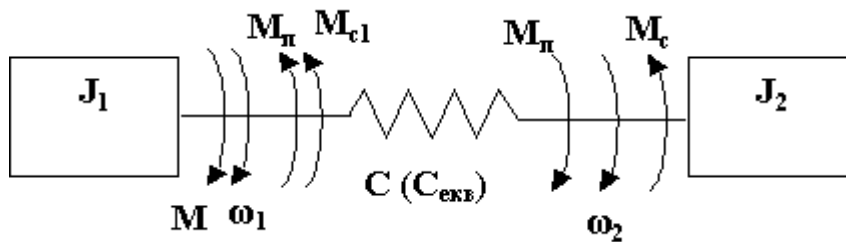


Рис. 2.16. Розрахункова двомасова схема механічної частини електроприводу

У двомасовій системі усі маси реальної кінематичної схеми зводять до двох. Одна з мас J_1 жорстко пов'язана з двигуном і включає зведені до швидкості двигуна моменти інерції усіх ланок до пружного елемента з найменшою жорсткістю (найбільш податливого), а друга маса J_2 включає зведені моменти інерції усіх ланок від пружного елемента до робочого органу виробничого механізму.

При складанні двомасової розрахункової схеми враховується лише жорсткість найбільш податливого елемента (у розглядуваному прикладі жорсткість канату) або знаходять еквівалентну жорсткість системи $C_{екв}$. При паралельному з'єднанні ланок:

$$C_{екв} = C_1 + C_2 + C_3 + \dots + C_n;$$

а при послідовному:

$$C_{екв} = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \dots + \frac{1}{C_n}},$$

де $1/C$ – так звана податливість.

Для пружного k -го валу при скручуванні зведена до однієї швидкості жорсткість визначається як

$$C_{пр.к} = C_k / i_k^2.$$

Для пружного k -го елемента, що рухається поступально:

$$C_{пр.к} = C_k V_k^2 / \omega^2,$$

де ω – кутова швидкість двигуна.

Параметри розрахункової схеми рис. 2.16 при врахуванні лише жорсткості канату у схемі рис. 2.6 визначаються як: $J_1 = J_{\delta\delta} + J_{M_1} + J_p + J_{M_2} / i^2 + J_{\delta} / i^2$ – зведений сумарний момент інерції усіх ланок до пружної ланки (канату); $J_2 = m_{ван} V_{рм}^2 / \omega^2$ – зведена до швидкості двигуна маса вантажу; $C_{пр} = C_k V_{рм}^2 / \omega^2$ – зведена жорсткість канату.

Для складання рівнянь руху двомасової системи необхідно думкою розрізати пружний елемент та прикласти до його кінців однаковий та протилежно спрямований момент пружної деформації. У цьому випадку рух кожної маси можна розглядати окремо.

Згідно з розрахунковою схемою рис. 2.16 можна записати рівняння руху першої та другої мас на основі другого закону Ньютона:

$$\left. \begin{aligned} M - M_n - M_{c1} &= J_1 \frac{d\omega_1}{dt} = J_1 p \omega_1; \\ M_n - M_c &= J_2 \frac{d\omega_2}{dt} = J_2 p \omega_2; \\ M_n &= C(\varphi_1 - \varphi_2) = \frac{c}{p}(\omega_1 - \omega_2), \end{aligned} \right\} \quad (2.28)$$

де p – оператор диференціювання; M_{c1} – момент механічних втрат у двигуні; $M_c = \Delta M_{рм} + M_c$ – сумарний зведений момент опору робочої машини, включаючи момент механічних втрат $\Delta M_{рм}$; M_n – пружний момент.

Для виводу рівняння руху, що пов'язує швидкість першої маси ω_1 та момент двигуна M , необхідно розв'язати зведені вирази відносно ω_1 . Нехтуючи для спрощення M_{c1} , розглянемо пуск вхолосту $M_c = 0$. З урахуванням цього маємо з двох останніх рівнянь системи (2.28)

$$J_2 p \omega_2 = \frac{c}{p} (\omega_1 - \omega_2).$$

Звідки

$$\omega_2 = \frac{c \omega_1}{J_2 p^2 + c}. \quad (2.29)$$

Підставляючи (2.29) у друге рівняння системи (2.28), отримаємо:

$$p^3 \omega_1 + \frac{c(J_1 + J_2)}{J_1 \cdot J_2} p \omega_1 = \frac{M p^2}{J_1} + \frac{M_c}{J_1 J_2}. \quad (2.30)$$

Позначивши $\psi_0 = \sqrt{\frac{c(J_1 + J_2)}{J_1 J_2}}$ – частота власних недемпферованих коливань системи, отримаємо з (2.30) з урахуванням $M p^2 / J_1 = 0$:

$$p^3 \omega_1 + p \omega_1 \psi_0^2 = \frac{M c}{J_1 J_2}. \quad (2.31)$$

З (2.31) характеристичне рівняння $p^3 + \psi_0^2 p = 0$ маємо корені:

$$p_1 = 0; \quad p_{2-3} = \pm j \psi_0.$$

Оскільки корені суто мнимі, то у двомасовій системі при прикладанні моменту двигуна виникають незатухаючі гармонійні коливання швидкості першої (ω_1) та другої (ω_2) мас, а також пружного моменту M_n (рис. 2.17). Це зумовлено тим, що при виводі (2.31) не враховувалися втрати на внутрішнє в'язке тертя. У такій системі можливе також виникання резонансних явищ, коли частота зовнішньої дії співпадає з власною частотою незгасаючих коливань ψ_0 .

Таким чином, за відсутності втрат двомасова пружна механічна система є ідеальною коливальною ланкою без загасання.

Коливання, що виникають у системі, створюють негативний вплив на роботу привода – марно збільшують навантаження механічної частини, що прискорює їх знос, а також ускладнюють керування приводом.

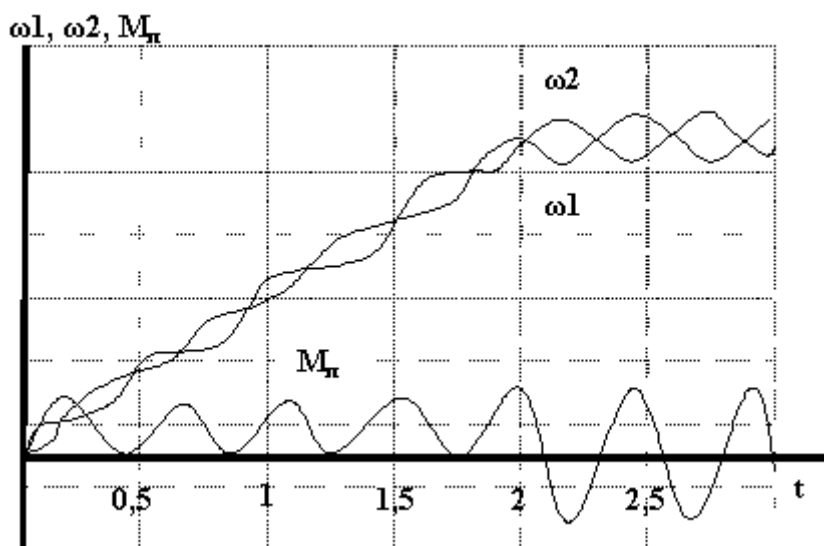


Рис. 2.17. Криві перехідних процесів у двомасовій пружній системі

З урахуванням втрат на внутрішнє в'язке тертя момент пружного елемента

$$M_n = \frac{c}{p}(\omega_1 - \omega_2) + K_{тер}(\omega_1 - \omega_2), \quad (2.32)$$

де $K_{тер}(\omega_1 - \omega_2)$ – момент втрат на внутрішнє в'язке тертя, $K_{тер}$ – коефіцієнт внутрішнього в'язкого тертя пружного елемента.

Якщо, як і в попередньому випадку, розв'язати рівняння (2.28) та (2.32) відносно ω_1 , то отримаємо

$$p^3\omega_1 + \frac{K_{тер}(J_1 + J_2)}{J_1J_2}p^2\omega_1 + \frac{c(J_1 + J_2)}{J_1J_2}p\omega_1 = \frac{cM}{J_1J_2}$$

або

$$p^3\omega_1 + 2\alpha p^2\omega_1 + \psi_0^2 p\omega_1 = \frac{cM}{J_1J_2}, \quad (2.33)$$

де позначено $\frac{K_{тер}(J_1 + J_2)}{J_1J_2} = 2\alpha_{тер}$ – коефіцієнт загасання.

Згідно з (2.33) характеристичне рівняння $p^3 + 2\alpha_{тер}p^2 + \psi_0^2 p = 0$ має корені: $p_1 = 0$; $p_{2-3} = -\alpha_{тер} \pm J\psi$, де $\psi = \sqrt{\psi_0^2 - \alpha_{тер}^2}$ – частота вільних коливань.

Оскільки у цьому випадку корені комплексно-спряжені (завжди $\alpha_{тер} > 0$, $|\psi_0|^2 > \alpha_{тер}^2$) з від'ємною дійсною частиною, то у двомасовій системі виникають загасаючі гармонічні коливання (рис. 2.18).

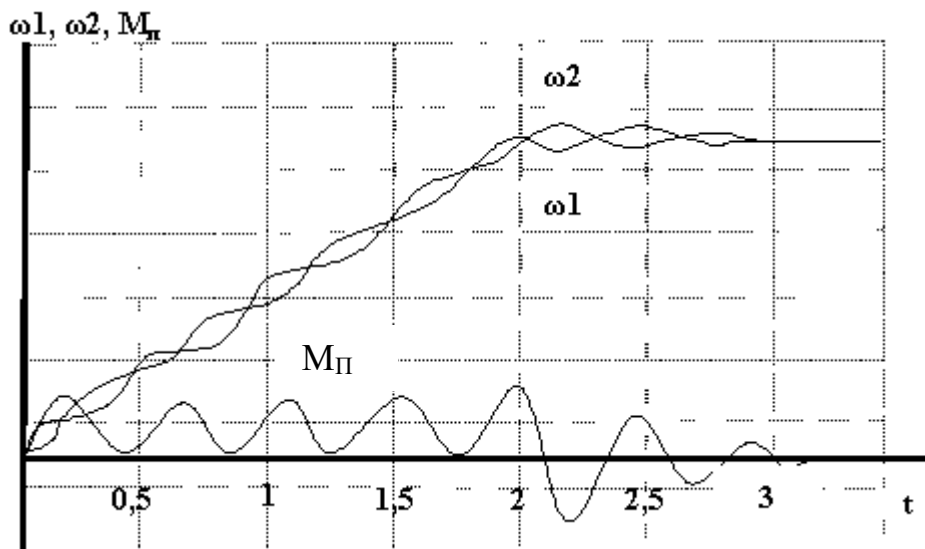


Рис. 18. Криві перехідного процесу в двомасовій системі з урахуванням втрат на в'язке тертя

У більшості практичних випадків втрати на в'язке тертя досить малі й для реальних значень жорсткості $C = (1 \div 10)10^6$ Н·м/рад, логарифмічний декремент загасання

$$\lambda = \frac{2\pi\alpha_{тер}}{\psi} = \frac{2\pi\alpha_{тер}}{\sqrt{\psi_0^2 - \alpha_{тер}^2}}$$

складає $\lambda = 0,1 - 0,3$. При цьому за час загасання відбувається 10-30 коливань. З наведеного виразу випливає, що основні властивості пружної системи визначаються частотою власних недемпферованих коливань (резонансною) ψ_0 та коефіцієнтом загасання $\alpha_{тер}$.

Приклад 2.6. Скласти рівняння руху та визначити параметри розрахункової схеми двомасової системи відцентрового вентилятора, кінематична схема якого наведена на рис. 2.19.

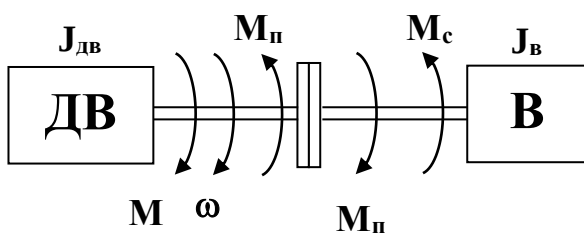


Рис. 2.19. Кінематична схема електроприводу вентилятора (В)

Дані для розрахунку: номінальна потужність відповідно двигуна та вентилятора $P_n = 37$ кВт, $P_v = 30$ кВт; номінальна частота обертання двигуна $n_n = 1460$ об/хв; момент інерції ротора двигуна і жорстко пов'язаної з ним напівмуфти $J_1 = 0,64$ кг·м²; момент інерції вентилятора та другої напівмуфти $J_2 = 0,46$ кг·м²; розрахункова жорсткість механічного зв'язку між ротором двигуна та вентилятором $C = 6220$ Н·м; момент механічних втрат вентилятора

$\Delta M_{\epsilon} = 32,5 \text{ Н}\cdot\text{м}$. Момент механічних втрат двигуна складає 5 % від номінального моменту.

Р о з в ' я з а н н я. Кінематичній схемі вентилятора відповідає двомасова розрахункова схема (рис. 2.16), параметри якої підлягають визначенню.

Номінальний момент двигуна

$$M_n = 9550 \frac{P_n}{n_n} = 9550 \frac{37}{1460} = 242 \text{ Н}\cdot\text{м}.$$

Номінальний момент вентилятора

$$M_{нв} = \frac{P_{вн}}{\omega_n} = \frac{30000}{153} = 196 \text{ Н}\cdot\text{м},$$

де $\omega_n = \frac{\pi n_n}{30} = \frac{3,14 \cdot 1460}{30} = 153 \text{ рад/с}$ – номінальна кутова швидкість двигуна та відповідно вентилятора (безредукторний привід).

Момент механічних втрат у двигуні

$$\Delta M = M_{c1} = 0,05 M_n = 0,05 \cdot 242 = 12,1 \text{ Н}\cdot\text{м}.$$

Момент опору вентилятора M_{c2} , основну частку якого складає момент, пропорційний квадрату швидкості другої маси ω_2 ,

$$M_{c2} = \Delta M_{\epsilon} + (M_{вн} - \Delta M_{\epsilon}) \left(\frac{\omega_2}{\omega_n} \right)^2 = 32,5 + (196 - 32,5) \left(\frac{\omega_2}{153} \right)^2 = 32,5 + 0,007 \omega_2^2.$$

Рівняння руху першої маси:

$$\begin{aligned} M - M_{c1} - M_n &= J_1 p \omega_1; \\ M - 12,1 - 6220(\phi_1 - \phi_2) &= 0,64 p \omega_1, \end{aligned}$$

де $M_n = C(\phi_1 - \phi_2) = 6220(\phi_1 - \phi_2)$.

Рівняння руху другої маси:

$$\begin{aligned} M_n - M_{c2} &= J_2 p \omega_2; \\ 6220(\phi_1 - \phi_2) - 32,5 - 0,007 \omega_2^2 &= 0,46 p \omega_2. \end{aligned}$$

Коефіцієнт відношення мас:

$$\gamma = \frac{J_1 + J_2}{J_1} = \frac{0,64 + 0,46}{0,64} = 1,56.$$

Власна частота незгасаючих коливань (резонансна):

$$\psi_0 = \sqrt{\frac{C(J_1 + J_2)}{J_1 J_2}} = \sqrt{\frac{6220(0,64 + 0,46)}{0,64 \cdot 0,46}} = 145,4 \text{ рад/с},$$

тобто внаслідок великої жорсткості механічного зв'язку між двигуном та вентилятором ця частота достатньо велика.

2.15. Механічна частина електроприводу як об'єкт керування

У задачах дослідження динаміки електроприводу механічна частина уявляється як частина об'єкту керування електромеханічною системою. Для абсолютно жорсткої системи, що описується рівнянням руху

$$M - M_c = Jp\omega,$$

передаточна функція механічної частини за результирующим вхідним впливом $M_{\text{дин}} = M - M_c$ записується у вигляді:

$$W(p) = \frac{\omega(p)}{M_{\text{дин}}(p)} = \frac{1}{Jp}.$$

Цій передаточній функції відповідає структурна схема, наведена на рис. 2.20, а.

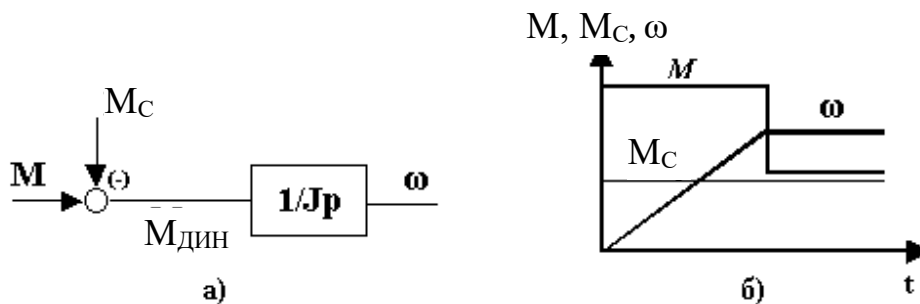


Рис. 2.20. Структурна схема (а) та перехідні процеси (б) для абсолютно жорсткої механічної частини електроприводу

З рис. 2.20 випливає, що механічна частина приводу без пружності є інтегруючою ланкою, перехідні процеси у якій при $M_{\text{дин}} = \text{const}$ наведені на рис. 2.20, б, де швидкість змінюється за лінійним законом.

Можна показати, що при зміні моменту двигуна за експоненціальним законом зі сталою часу T

$$M = M_{\text{поч}} e^{-t/T},$$

швидкість двигуна також буде змінюватися за експонентою (рис. 2.21)

$$\omega = \omega_c (1 - e^{-t/T}),$$

де $\omega_c = \varepsilon_{\text{поч}} T$ – статична (усталена) швидкість двигуна; $\varepsilon_{\text{поч}} = \frac{M_{\text{поч}} - M_c}{J}$ – початкове прискорення приводу.

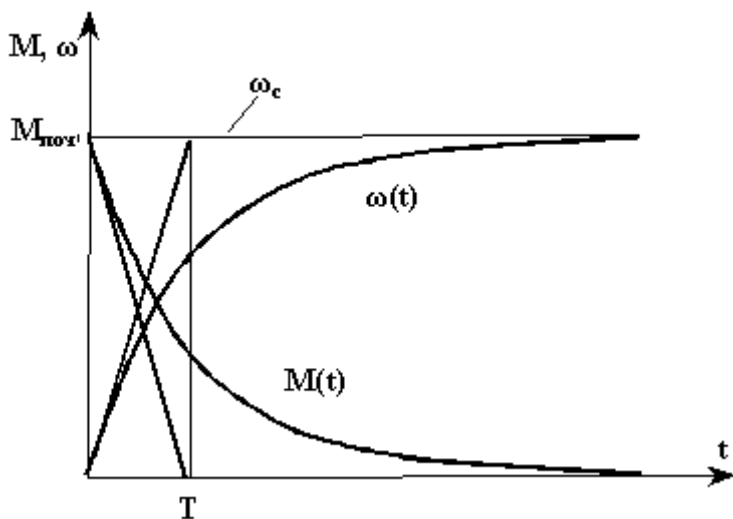


Рис. 2.21. Перехідний процес пуску електроприводу вхолосту при $M = M_{\text{поч}} e^{-t/T}$

Теоретично час перехідного процесу $t_{\text{м}}$ у цьому випадку дорівнює нескінченності, а практично вважається $t_{\text{м}} = (3-4)T$.

Розглянуті приклади (рис. 2.20-2.21) показують, що закон зміни швидкості приводу у перехідних режимах визначається характером зміни моменту двигуна $M(t)$. Отже, для формування необхідного закону зміни швидкості потрібно діяти на момент двигуна. Цим положенням користуються при побудові систем автоматичного керування приводами.

Простота та наочність уявлення механічної частини приводу жорсткою ланкою визначили його широке застосування у теорії та практиці електроприводу.

Значно більш повне уявлення про властивості механічної системи приводу надає двомасова розрахункова система. Структурні схеми двомасової системи без та з урахуванням втрат на внутрішнє в'язке тертя, побудовані відповідно за допомогою рівнянь (2.28) та (2.32), наведені на рис. 2.22.

Для перетворення структурної схеми рис. 2.22, а до більш зручного для практичного застосування вигляду, перенесемо зворотний зв'язок пружного моменту M_n на вихід ω_2 .

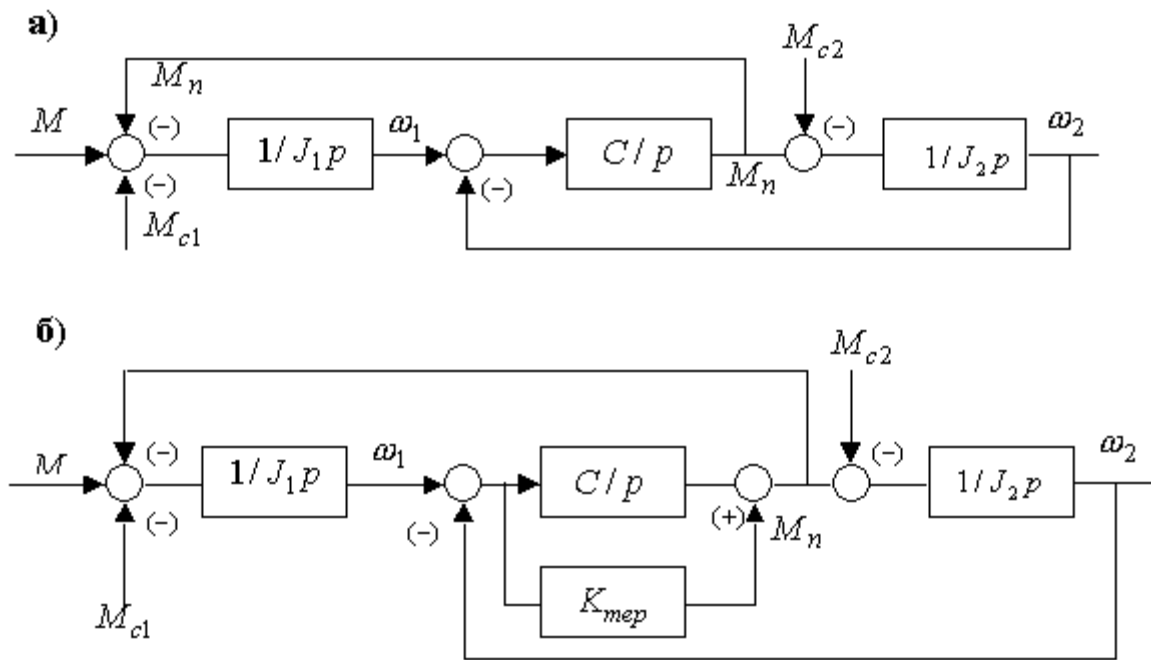


Рис. 2.22. Структурні схеми двомасової пружної системи без урахування (а) та з урахуванням (б) втрат на внутрішнє в'язке тертя

Внаслідок цього отримаємо без урахування M_c структурну схему, яка наведена на рис. 2.23, а, на основі якої можна записати передаточну функцію, що пов'язує похибку $\Delta\omega = \omega_1 - \omega_2$ та швидкість ω_2 другої маси.

$$W_2(p) = \frac{\omega_2(p)}{\Delta\omega(p)} = \frac{C}{J_2 p^2}.$$

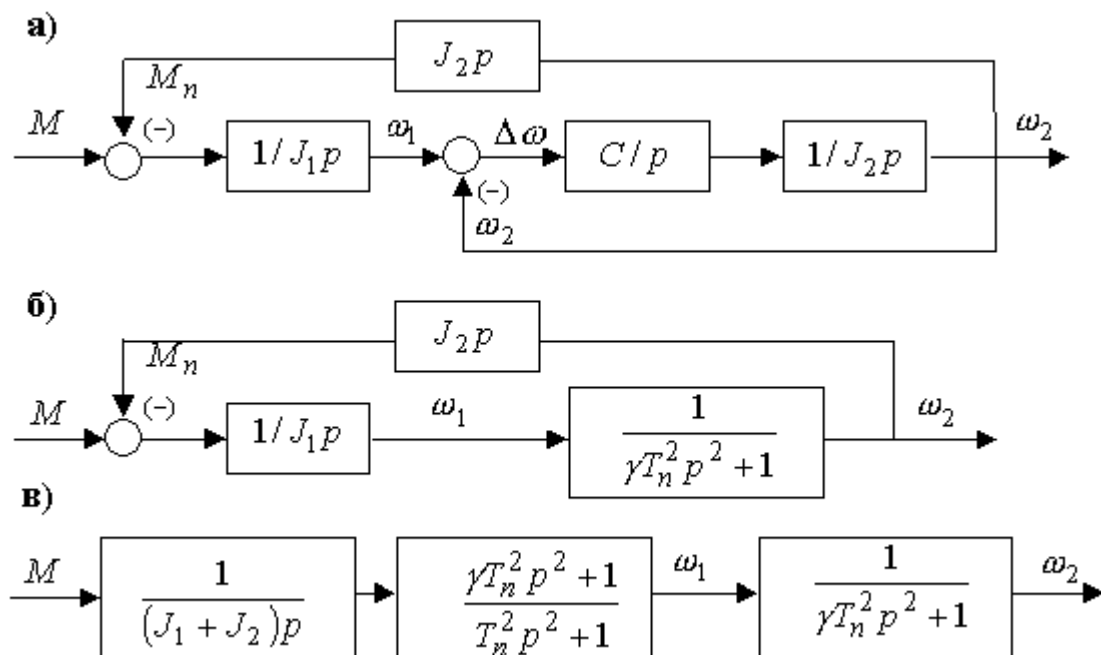


Рис. 2.23. До перетворення структурної схеми рис. 2.22

Звідки з урахуванням одиничного зворотного зв'язку передаточна функція замкненого контуру

$$W_{2.3}(p) = \frac{\omega_2(p)}{\omega_1(p)} = \frac{1}{\left(\frac{J_2}{c}\right)p^2 + 1} = \frac{1}{\gamma T_n^2 p^2 + 1}, \quad (2.34)$$

де позначено $T_n^2 = \frac{1}{\psi_0^2} = \frac{J_1 J_2}{c(J_1 + J_2)} = \frac{J_2}{c\gamma}$ – стала часу пружної системи;

$\gamma = (J_1 + J_2)/J_1$ – коефіцієнт співвідношення мас.

Для отримання передаточної функції, що пов'язує швидкість першої маси ω_1 та момент двигуна, допустимо, що у прямому каналі рис. 2.23, б, отриманого на основі (2.34), є передаточна функція $W_{np} = 1/J_1 p$, а у колі зворотного зв'язку

$$W_{36} = \frac{J_2 p}{\gamma T_n^2 p^2 + 1}. \quad (2.35)$$

При цьому передаточна функція першої маси:

$$W_1(p) = \frac{\omega_1(p)}{M(p)} = \frac{1}{J_1 p + \frac{J_2 p}{\gamma T_n^2 p^2 + 1}} = \frac{1}{J_\Sigma p} \cdot \frac{\gamma T_n^2 p^2 + 1}{T_n^2 p^2 + 1}, \quad (2.36)$$

де $J_\Sigma = J_1 + J_2$ – сумарний зведений момент інерції системи.

З наведеного виразу випливає, що передаточна функція першої маси являє собою послідовне з'єднання трьох ланок: інтегруючої ланки зі сталою часу J_Σ ; форсуючої ланки зі сталою часу $T_n \sqrt{\gamma}$ та ідеальної коливальної ланки зі сталою часу T_n і частотою $\psi_0 = \sqrt{\frac{c(J_1 + J_2)}{J_1 \cdot J_2}}$.

Відповідно до (2.34) та (2.36) повна структурна схема двомасової системи має вигляд, наведений на рис. 2.23, в. З неї шляхом перемноження окремих передаточних функцій легко отримати результуючу, що пов'язує швидкість виробничого механізму ω_2 і момент двигуна M . Така структурна схема зручна при синтезі САР та виборі, наприклад, частоти зрізу (швидкодії) контуру швидкості з урахуванням частот пружних коливань двомасової системи $\psi_0 = 1/T_n$ і другої маси $\psi_{02} = 1/T_n \sqrt{\gamma}$, щоб виключити резонансні явища.

Діючи аналогічно, отримаємо на базі структурної схеми рис. 2.22, б передаточну функцію, що зв'язує ω_1 та ω_2 , з урахуванням втрат на в'язке

тертя, що враховується коефіцієнтом $K_{мер}$:

$$W_{2.3}(p) = \frac{\omega_2(p)}{\omega_1(p)} = \frac{pK_{мер} + C}{J_2 p^2 + pK_{мер} + C}. \quad (2.37)$$

Передаточна функція першої маси при цьому має вигляд:

$$W_1(p) = \frac{\omega_1(p)}{M(p)} = \frac{\gamma T_n^2 p^2 + \frac{K_{мер}}{C} p + 1}{J_{\Sigma} p \left(T_n^2 p^2 + \frac{K_{мер}}{C} p + 1 \right)}. \quad (2.38)$$

Для перетворювання (2.38) до стандартної форми запису передаточної функції коливальної ланки позначимо $\frac{K_{мер}}{C} = 2\xi T_n$, внаслідок чого отримаємо:

$$W_1(p) = \frac{\omega_1(p)}{M(p)} = \frac{\gamma T_n^2 p^2 + 2\xi T_n p + 1}{J_{\Sigma} p (T_n^2 p^2 + 2\xi T_n p + 1)}, \quad (2.39)$$

де ξ – коефіцієнт демпфірування коливань.

Таким чином, поведінка двомасової системи з урахуванням втрат на в'язке тертя характеризується відношенням $K_{мер}/C$ і чим більше це відношення, тим менше коливання системи.

Для реальних значень параметрів двомасових систем демпфірування, зумовлене моментом внутрішнього в'язкого тертя, досить невелике, тому при східчастій зміні керуючого впливу виникають значні коливання пружного моменту. Демпфірування цих коливань повинне здійснюватися електроприводом, шляхом вибору відповідної структури та параметрів системи керування.

Зіставляючи рис. 2.17 та 2.18 видно, що навіть незначне демпфірування суттєво змінює динамічні властивості механічної частини приводу. Тому аналіз пружних систем повинен відбуватися з урахуванням демпфірування коливань.

Нульовий корінь визначає часткове розв'язання (примусова складова перехідного процесу), який відповідає рівномірно прискореному руху. Уявні корені визначають виникнення незатухаючих коливань (вільна складова).

2.16. Перехідні процеси в двомасовій пружній системі

Розглянемо більш докладно поведінку двомасової системи у перехідних режимах під дією ступінчатої зміни керуючого впливу (момент двигуна).

У пружних системах найбільшою жорсткістю володіють механічні ланки, розташовані ближче до робочої машини (остання ступінь редуктора, шліцьові

та шпонкові з'єднання). Це положення дозволяє розглядати механічну систему електроприводу як двомасову.

В отриманому раніше виразі (2.31) характеристичне рівняння має корені: $p_1 = 0$; $p_{2-3} = \pm J\psi_0$, де ψ_0 – власна частота незагасаючих коливань пружної системи. Отже, загальне розв’язання (2.31) потрібно шукати у вигляді суми вільної та примушеної складових перехідного процесу:

$$\omega_1 = \omega_{\text{віль}} + \omega_{\text{пр}} = A_1 \sin \psi_0 t + A_2 \cos \psi_0 t + \varepsilon_{\text{сеп}} t, \quad (2.40)$$

де $\varepsilon_{\text{сеп}} t$ – примушена складова швидкості, що змінюється так, як наче немає пружності; $\varepsilon_{\text{сеп}} = M / (J_1 + J_2)$ – середнє значення прискорення приводу.

Для визначення постійних інтегрування A_1 та A_2 використовують початкові умови: $t = 0$; $\omega_1 = 0$; $M_n = 0$. Підставляючи ці значення у (2.40), отримаємо $A_2 = 0$, а з рівняння (2.28) руху першої маси маємо $d\omega_1/dt = M/J_1$.

Підставляючи це значення у похідну з (2.40), знаходимо: $A_1 = \varepsilon_{\text{сеп}} J_2 / \psi_0 J_1$.

З урахуванням значення сталих інтегрування A_1 та A_2 отримаємо з (2.40) рівняння руху першої маси:

$$\omega_1 = \varepsilon_{\text{сеп}} t + \frac{\varepsilon_{\text{сеп}} J_2}{J_1 \psi_0} \sin \psi_0 t, \quad (2.41)$$

де $\varepsilon_{\text{сеп}} J_2 / J_1 \psi_0$ – амплітуда коливань швидкості першої маси (швидкості двигуна); $\varepsilon_{\text{сеп}} J_2 = M_{\text{нсеп}}$ – середнє значення пружного моменту.

З рівняння 2.28 руху першої маси виходить, що $M_n = M - J_1 \frac{d\omega_1}{dt}$. Підставляючи у цей вираз похідну з (2.41), отримаємо рівняння пружного моменту:

$$M_n = \frac{MJ_2}{J_1 + J_2} (1 - \cos \psi_0 t) = M_{\text{нсеп}} (1 - \cos \psi_0 t). \quad (2.42)$$

Згідно до рівняння руху (2.28) другої маси $M_n - M_{c2} = J_2 p \omega_2$ маємо без урахування M_{c2} (пуск вхолосту) $\omega_2 = M_n / J_2 p$. Звідки з врахуванням (2.42), отримаємо рівняння руху другої маси:

$$\omega_2 = \varepsilon_{\text{сеп}} t - \frac{\varepsilon_{\text{сеп}}}{\psi_0} \sin \psi_0 t, \quad (2.43)$$

де $\varepsilon_{\text{сеп}} / \psi_0$ – амплітуда коливань швидкості другої маси (виконавчого органу робочої машини).

З отриманих виразів і порівняння кривих перехідного процесу, наведених на рис. 2.20 (без урахування пружності) та рис. 2.18 (з урахуванням пружності) можна зробити висновок, що зведена одномасова (жорстка) система надає задовільні результати для середніх значень і не відображає виникаючих у перехідних режимах коливань швидкості двигуна ω_1 , робочої машини ω_2 під дією пружного моменту M_n (рис. 2.18 та 2.20).

Амплітуда змінної складової кутової швидкості двигуна зростає зі збільшенням зведеного моменту інерції J_2 другої маси. Варто мати на увазі, що амплітуда змінної складової кутової швидкості другої маси залежить тільки від середнього значення прискорення системи a_{cep} та її частоти вільних коливань ψ_0 .

Аналіз виразу (2.42) показує, що якщо $J_2 \gg J_1$, то середнє значення пружного моменту $M_{ncep} \approx M$. При цьому максимальне значення пружного моменту приблизно в два рази більше моменту двигуна, що суттєво збільшує динамічні навантаження електроприводу і втрати в передачах.

Наприкінці розглянемо вплив моменту внутрішнього тертя на поведінку у динаміці двомасової системи, описаної отриманим раніше рівнянням (2.33). Оскільки у цьому випадку корені характеристичного рівняння $p_{2-3} = -\alpha_{mep} \pm j\psi$ комплексно-спряжені, то у системі виникають загасаючі гармонійні коливання.

Розв'язання для першої маси варто шукати у вигляді:

$$\omega_1 = e^{-\alpha_{mep}t} (A_3 \sin \psi t + A_4 \cos \psi t) + \varepsilon_{cep} t. \quad (2.44)$$

Для початкових умов: $t=0$; $\omega_1=0$ і $d\omega_1/dt = (M - M_{c1})/J$ сталі інтегрування $A_3 = J_2 \varepsilon / J_1 \psi$, $A_4 = 0$. При цьому (2.44) набуває вигляду:

$$\omega_1 = \varepsilon_{cep} t + \frac{J_2 \varepsilon_{cep}}{J_1 \psi} e^{-\alpha_{mep}t} \sin \psi t. \quad (2.45)$$

За аналогією з попереднім випадком отримаємо розв'язок відносно швидкості механізму з урахуванням демпфірування

$$\omega_2 = \varepsilon_{cep} t - \frac{\varepsilon_{cep}}{\psi} e^{-\alpha_{mep}t} \sin \psi t, \quad (2.46)$$

та пружного моменту:

$$M_n = M_{ncep} e^{-\alpha_{mep}t} (1 - \cos \psi t). \quad (2.47)$$

Аналізуючи отримані вирази, можна зробити висновок, що внутрішнє в'язке тертя викликає лише поступове загасання коливань (співмножник $e^{-\alpha_{\text{тер}} t}$) і деяке зменшення їх частоти $\psi = \sqrt{\psi_0^2 - \alpha_{\text{тер}}^2}$.

На закінчення варто відмітити, що коливання, які виникають у пружній системі, негативно впливають на роботу електромеханічної системи, викликаючи збільшення динамічних навантажень на механічні ланки, коливальний рух двигуна та механізму, що знижує швидкодію й точність виконання технологічних операцій та програмних рухів, можлива також поява вібрацій та небезпечних резонансних явищ.

Приклад 2.7. Визначити:

а) допустимий момент двигуна при пуску електроприводу механізму пересування розливного крана (рис. 2.24, а) якщо допустиме лінійне прискорення ковша з металом, що підвішений на канаті $a_{\text{дон}} = 0,25 \text{ м/с}^2$;

б) зміну у часі швидкості та прискорення, а також амплітуду коливань підвішеного ковша при пуску з $M_{\text{дон}} = \text{const}$;

в) момент двигуна при пуску, щоб зменшити прискорення ковша до допустимого значення з урахуванням пружних зв'язків.

Дані для розрахунку: маса візка з обладнанням $m_{\text{в}} = 7300 \text{ кг}$; маса ковша з металом $m_{\text{к}} = 14000 \text{ кг}$; момент інерції ротора двигуна та зведених до його швидкості моментів інерції усіх ланок електроприводу, що обертається, $J_{\text{об}} = 0,228 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$; передаточне число редуктора $i = 24$; діаметр ходових коліс $D_{\text{к}} = 0,5 \text{ м}$; момент статичного опору, зведений до валу двигуна $M_{\text{с}} = 30 \text{ Н}\cdot\text{м}$; довжина каната $l_{\text{к}} = 4 \text{ м}$; зведена жорсткість системи $C_{\text{к}} = 25 \cdot 10^3 \text{ Н}\cdot\text{м}$. Втратами у передачах знехтувати.

Розв'язання. Розрахункова схема механічної частини механізму пересування наведена на рис. 2.24, б.

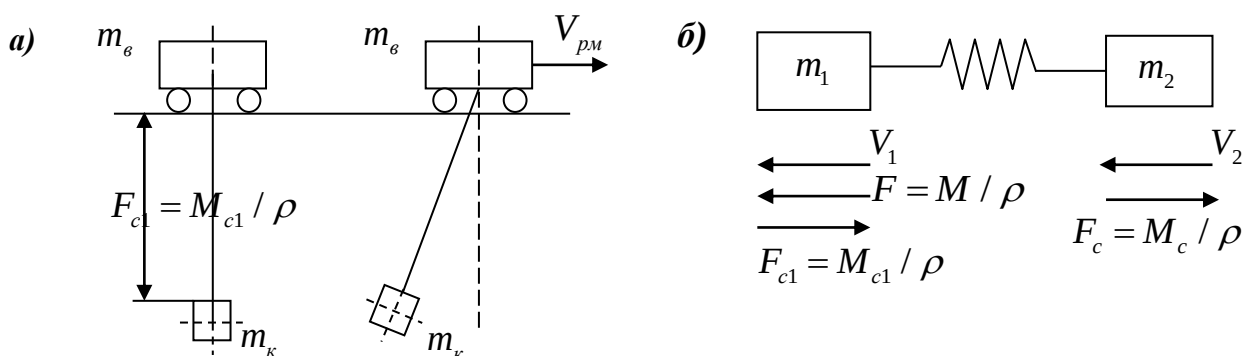


Рис. 2.24. Схема механізму пересування візка (а) і розрахункова схема (б) до прикладу 2.7

Визначимо спочатку допустимий момент двигуна, що забезпечує задане прискорення, без врахування пружних механічних зв'язків.

Радіус зведення параметрів

$$\rho = \frac{V_{pm}}{\omega} = \frac{D_k}{2i} = \frac{0,5}{2 \cdot 24} = 0,0104 \text{ м.}$$

Сумарний момент інерції приводу при жорсткій системі

$$J_{\Sigma} = J_{об} + (m_g + m_k) \rho^2 = 0,228 + (7300 + 14000) \cdot 0,0104^2 = 2,54 \text{ кг} \cdot \text{м}^2.$$

Зведене до обертального руху значення допустимого прискорення

$$\varepsilon_{don} = \frac{a_{don}}{\rho} = \frac{0,25}{0,0104} = 24 \text{ рад/с}^2.$$

Допустимий момент двигуна:

$$M_{don} = J_{\Sigma} \varepsilon_{don} + M_c = 2,54 \cdot 2,4 + 30 = 91 \text{ Н} \cdot \text{м.}$$

Для розрахунку параметрів руху з урахуванням пружних зв'язків складемо розрахункову схему, зведену до швидкості елементів, що рухаються поступально, яка наведена на рис. 2.24, б, де позначено: m_1 – маса візка та зведений до швидкості візка момент інерції частин, що обертаються.

$$m_1 = m_g + \frac{J_{об}}{\rho^2} = 7300 + \frac{0,228}{0,0104^2} = 9408 \text{ кг};$$
$$m_2 = m_k = 14000 \text{ кг} - \text{маса ковша.}$$

При східчастому прикладанні моменту $M = M_{don}$ та нульових початкових умовах, рух розглядуваної двомасової системи описується за допомогою виразів (2.41) та (2.43), параметри обертального руху в яких зведені до поступального:

$$V_1 = a_{cep} t + \frac{m_2 a_{cep}}{m_1 \psi_0} \sin \psi_0 t;$$

$$V_2 = a_{cep} t - \frac{a_{cep}}{\psi_0} \sin \psi_0 t,$$

де $V_1 = \omega_1 \rho$; $V_2 = \omega_2 \rho$; $a_{cep} = \varepsilon_{cep} \rho$; $a_{cep} = a_{don} = 0,25 \text{ м/с}^2$.

Частота власних недемпфированих коливань системи

$$\psi_0 = \sqrt{\frac{C_k (J_1 + J_2)}{J_1 J_2}} = \sqrt{\frac{C_k (m_1 + m_2)}{m_1 m_2}} = \sqrt{\frac{25 \cdot 10^3 \cdot (9408 + 14000)}{9408 \cdot 14000}} = 2,11 \text{ рад/с.}$$

Амплітуда коливань швидкості вантажу

$$A_{\text{ван}} = \frac{a_{\text{сеп}}}{\psi_0} = \frac{0,25}{2,11} = 0,118 \text{ м/с.}$$

Швидкість пересування вантажу

$$V_2 = a_{\text{сеп}} t - \frac{a_{\text{сеп}}}{\psi_0} \sin \psi_0 t = 0,25t - \frac{0,25}{2,11} \sin 2,11t.$$

Прискорення ковша

$$a_2(t) = \frac{dV_2}{dt} = a_{\text{сеп}} - a_{\text{сеп}} \cos 2,11t = a_{\text{сеп}} (1 - \cos 2,11t),$$

звідки максимальне прискорення з урахуванням коливань швидкості $a_{2\text{max}} = 2a_{\text{сеп}} = 0,5 \text{ м/с}^2$.

Отже, для зменшення прискорення ковша до заданого допустимого значення потрібно у два рази зменшити середнє прискорення $a_{\text{сеп.дон}} = 0,125 \text{ м/с}^2$. При цьому допустимий момент двигуна:

$$M_{\text{дон}} = \frac{a_{\text{сеп.дон}} J_{\Sigma}}{\rho} + M_c = \frac{0,125 \cdot 2,54}{0,0104} + 30 = 60,5 \text{ Н·м.}$$

Відхилення ковша від вертикального положення

$$\Delta S = \int V_1 dt - \int V_2 dt = -\frac{a_{\text{сеп}} m_2}{C_{\kappa}} \cos \psi_0 t.$$

Звідки максимальне відхилення ковша

$$|\Delta S \text{ max}| = \frac{a_{\text{сеп}} m_2}{C_{\kappa}} = \frac{0,25 \cdot 14000}{25000} = 0,14 \text{ м.}$$

2.17. Вплив зазорів у передачах на динаміку двомасової системи

У попередніх параграфах механічний зв'язок між двигуном та механізмом передбачався безперервним, тобто були відсутні зазори у передаточних пристроях, які містять зубчаті, ланцюгові, рейкові та інші з'єднання.

Для циліндричних передач мінімально допустимі зазори у зачепленні визначаються технологічними допусками на виготовлення й можливою зміною

розмірів зубів при їх нагріванні, тобто певний мінімальний зазор необхідний для нормальної роботи передачі. Однак через деякий час внаслідок зносу зазори у передачах збільшуються, що робить негативний вплив на роботу приводу. При виборі зазору механічна система залишається розімкненою, тобто двигун обертається, а робоча машина залишається нерухомою. Після вибору зазору відбувається удар у передачі й уся запасена до цього енергія перетворюється в енергію пружних деформацій. Це збільшує динамічні навантаження та знижує точність виконання технологічних операцій (верстати для механічної обробки деталей).

Для аналізу процесів вибору зазорів розглянемо пуск двомасової системи вхолосту при $M - M_{c1} = const$, розрахункова схема якої наведена на рис. 2.25.

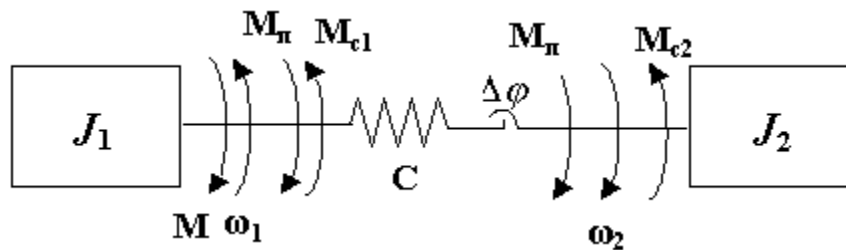


Рис. 2.25. Розрахункова схема пружної двомасової системи із зазором

Наведений на рис. 2.25 зазор $\Delta\phi$ є сумарним зведеним зазором механічної системи

$$\Delta\phi = \sum \Delta\phi_{zk} i_k + \sum \left(\frac{\Delta S_{zk}}{\rho_k} \right),$$

де $\Delta\phi_{zk}$ – дійсні зазори у зачепленнях, виражені в кутових переміщеннях;
 ΔS_{zk} – дійсні зазори у передачах, що рухаються поступально.

Під час вибору зазору під дією моменту двигуна перша інерційна маса J_1 рухається рівноприскорено

$$\omega_1 = \frac{Mt}{J_1} = \varepsilon_0 t \quad (2.48)$$

і за час вибору зазору $t = \sqrt{2\Delta\phi/\varepsilon_0}$ двигун встигає розігнатися до швидкості $\omega_{1noch} = \sqrt{2\varepsilon_0 \Delta\phi}$.

Розв'язок отриманого раніше диференціального рівняння (2.31) при початкових умовах $t = 0$; $\omega_1 = \omega_{1noch}$; $(dM_n/dt)_0 = C\omega_{1noch}$ має вигляд:

$$\omega_1 = \varepsilon_{cep} t + \frac{\varepsilon_{cep} J_2}{J_1 \psi_0} \sin \psi_0 t + \omega_{1noch} \cos \psi_0 t; \quad (2.49)$$

$$M_n = M_{n.cep} (1 - \cos \psi_0 t) + \frac{C\omega_{1noch}}{\psi_0} \sin \psi_0 t, \quad (2.50)$$

де, як і раніше, $M_{n.cep} = \frac{MJ_2}{J_2 + J_1}$.

Аналіз наведених виразів показує, що за наявності зазорів у рівнянні для ω_1 та M_n виникають додаткові складові (останні члени правих частин рівнянь), величини яких залежать від початкової швидкості двигуна ($\omega_{1\text{поч}}$) після вибору зазорів. Чим більше зазор, тим більша ця швидкість і, отже, динамічні навантаження електроприводу.

2.18. Рівняння руху взаємозв'язаних приводів зі змінним моментом опору та інерції

Динаміку взаємозв'язаних приводів зі змінними параметрами розглянемо на прикладі триланкового маніпулятора з циліндричною системою координат (рис. 2.26).

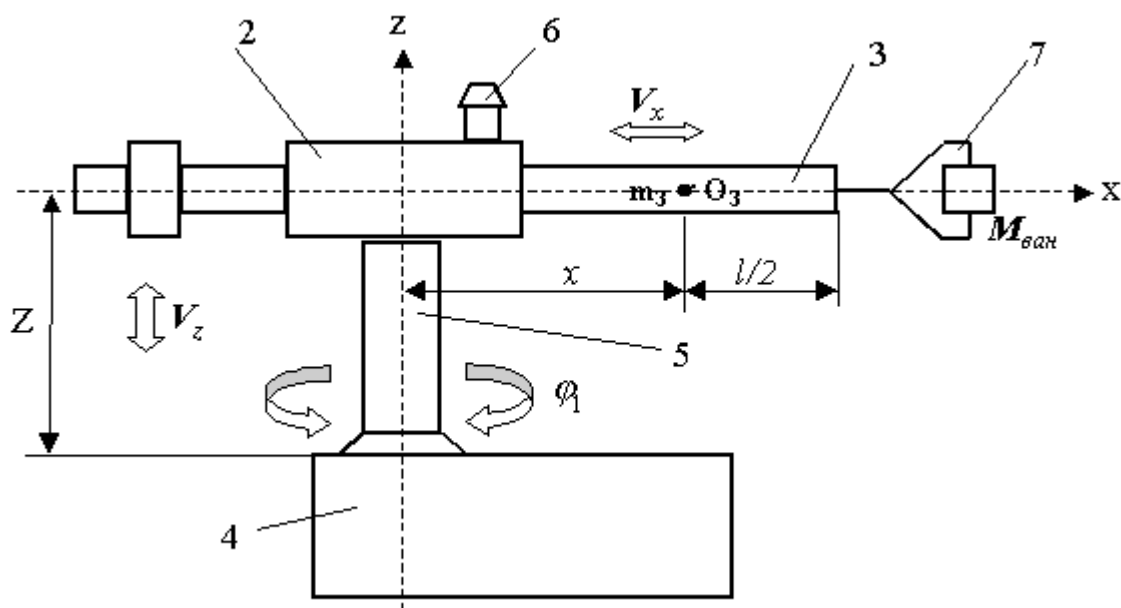


Рис. 2.26. Типове компонування робота з циліндричною системою координат

Маніпулятор має три механізми: 1 – механізм повороту колони 5 та руки маніпулятора 3; механізм вертикального пересування колони 5; механізм 2 горизонтального пересування руки; основу 4, яка містить двигуни та передачі, що роблять поворот і вертикальне пересування колони 5 та руки маніпулятора 3; двигун і передачу 6, що здійснює горизонтальне пересування руки, вантажозахоплювальний пристрій 7 з вантажем, масою $m_{\text{ван}}$.

Є різні підходи та методи складання диференціальних рівнянь руху взаємозв'язаних механічних систем. Однак найбільш доцільно у цьому випадку користуватися рівняннями Лагранжа другого роду, яке без урахування сил тяжіння, що не роблять додаткових моментів, має вигляд:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial E_{\kappa}}{\partial \dot{q}_i} \right) - \frac{\partial E_{\kappa}}{\partial q_i} = \sum Q_i, \quad (2.51)$$

де E_{κ} – кінетична енергія системи; q_i , $\dot{q}_i$ – узагальнена координата та її похідна; $\sum Q_i$ – узагальнені сили та моменти, що розвиваються приводами з урахуванням сил та моментів опору.

У розглядуваному прикладі позначення узагальнених координат наведені в табл. 2.2.

Таблиця 2.2

Найменування механізму	Узагальнена координата q_i	Похідна $\dot{q}_i$	Узагальнена сила (момент) $\sum Q_i$
Механізм повороту колони	ϕ_1	ω_1	$M_1 - M_{c1}$
Механізм вертикального пересування колони	Z	V_z	$F_z - F_{cz}$
Механізм висування руки	x	V_x	$F_x - F_{cx}$

Складемо рівняння руху окремих ланок маніпулятора згідно з (2.51), вважаючи усі елементи абсолютно жорсткими. Рука вважається однорідним стержнем довжиною l та масою m_3 , момент інерції якої відносно центра тяжіння O_3 визначається виразом $J_3 = m_3 l^2 / 12$. Вантажозахоплювальний пристрій з вантажем є точковою масою $m_{\text{ван}}$. Маса частин колони, які беруть участь у поступальному русі по координаті Z і в обертальному русі по координаті ϕ_1 , дорівнює m_2 . Відповідний їй момент інерції, зведений до вертикальної осі (до валу механізму повороту), дорівнює J_2 . Момент інерції двигуна механізму повороту та частин механічної передачі, які обертаються, дорівнює J_1 . Вплив мас, що обертаються, (m_2 , m_3 , $m_{\text{ван}}$) по координатах Z та X на динаміку механізму повороту враховується зведенням їх до обертального руху.

Кінетична енергія маніпулятора є сумою кінетичної енергії окремих механізмів. З урахуванням прийнятих позначень маємо для механізму повороту

$$E_{\kappa 1} = \frac{\omega_1^2}{2} \left[J_1 + J_2 + m_3 \left(\frac{l^2}{12} + x^2 \right) + m_{\text{ван}} (x + a)^2 \right], \quad (2.52)$$

де позначено $a = l/2$.

Для механізму підйому

$$E_{\kappa 2} = \frac{V_z^2}{2} (m_2 + m_3 + m_{\text{ван}}). \quad (2.53)$$

Для механізму висування руки

$$E_{\kappa 3} = \frac{V_x^2}{2} (m_3 + m_{\text{ван}}). \quad (2.54)$$

Сумарний момент інерції системи

$$E_{\kappa} = E_{\kappa 1} + E_{\kappa 2} + E_{\kappa 3}. \quad (2.55)$$

Розглянемо рівняння руху механізму повороту. Для цього механізму рівняння (2.51) з урахуванням прийнятих позначень (табл. 2.2) прийме вигляд:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial E_{\kappa}}{\partial \omega_1} \right) - \frac{\partial E_{\kappa}}{\partial \phi_1} = M_1 - M_{c1}. \quad (2.56)$$

Згідно з (2.52) – (2.55)

$$\frac{\partial E_{\kappa}}{\partial \omega_1} = \omega_1 \left[J_1 + J_2 + m_3 \left(\frac{l^2}{12} + x^2 \right) + m_{\text{ван}} (x + a)^2 \right], \quad (2.57)$$

тому що у (2.53) та (2.54) відсутні складові, що залежать від ω_1 .

Для визначення $\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial E_{\kappa}}{\partial \omega_1} \right)$ з (2.57) потрібно взяти похідну від добутку двох змінних ω_1 та x .

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial E_{\kappa}}{\partial \omega_1} \right) = \frac{d\omega_1}{dt} \left[J_1 + J_2 + m_3 \left(\frac{l^2}{12} + x^2 \right) + m_{\text{ван}} (x + a)^2 \right] + 2m_3 \omega_1 x \frac{dx}{dt} + 2m_{\text{ван}} \omega_1 (x + a) \frac{dx}{dt}, \quad (2.58)$$

де $\frac{dx}{dt} = V_x$ – швидкість пересування по координаті X .

Похідна $\frac{\partial E_{\kappa}}{\partial \phi_1} = 0$, тому що у виразах для кінетичної енергії відсутні складові, що залежать від ϕ_1 . З урахуванням цього та рівняння (2.58) отримаємо з (2.56) рівняння руху механізму повороту

$$M_1 - M_{c1} = \frac{d\omega_1}{dt} \left[J_1 + J_2 + m_3 \left(\frac{l^2}{12} + x^2 \right) + m_{\text{ван}} (x + a)^2 \right] + M_{\kappa 1} + M_{\kappa 2}, \quad (2.59)$$

де $M_{\kappa 1} = 2\omega_1 V_x m_3 x$; $M_{\kappa 2} = 2\omega_1 V_x m_{\text{ван}} (x + a)$ – моменти від сил Коріоліса.

На роботу механізму підйому колони інші механізми впливу не завдають, тому рівняння руху цього механізму може бути записано на основі закону Ньютона. З урахуванням прийнятих позначень (рис. 2.26 та табл. 2.2) рівняння руху цього механізму має вигляд:

$$F_z - F_{cz} = (m_2 + m_3 + m_{ван}) \frac{dV_z}{dt}. \quad (2.60)$$

Покажемо, що використовуючи рівняння Лагранжа, отримаємо той же результат. Для механізму підйому рівняння Лагранжа має вигляд:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial E_{\kappa}}{\partial V_z} \right) - \frac{\partial E_{\kappa}}{\partial z} = F_z - F_{cz}. \quad (2.61)$$

Із (2.55) похідна кінетичної енергії

$$\frac{\partial E_{\kappa}}{\partial V_z} = V_z (m_2 + m_3 + m_{ван}), \quad (2.62)$$

тому що у (2.52) та (2.54) відсутні складові з V_z .

Із (2.62) похідна у часі

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial E_{\kappa}}{\partial V_z} \right) = \frac{dV_z}{dt} (m_2 + m_3 + m_{ван}). \quad (2.63)$$

Похідна $\frac{\partial E_{\kappa}}{\partial z} = 0$, тому що у виразах для кінетичної енергії відсутні складові, що залежать від координати Z . З урахуванням цього та (2.63) отримаємо з (2.61) рівняння руху аналогічне (2.60).

Для механізму висування руки рівняння (2.51) набуває вигляду:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial E_{\kappa}}{\partial V_x} \right) - \frac{\partial E_{\kappa}}{\partial x} = F_x - F_{cx}. \quad (2.64)$$

Похідна кінетичної енергії

$$\frac{\partial E_{\kappa}}{\partial V_x} = V_x (m_3 + m_{ван}). \quad (2.65)$$

Із (2.65) похідна у часі

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial E_{\kappa}}{\partial V_x} \right) = \frac{dV_x}{dt} (m_3 + m_{ван}). \quad (2.66)$$

Із (2.55) з урахуванням (2.52) – (2.54) маємо:

$$\frac{\partial E_k}{\partial x} = \omega_1^2 m_3 x + \omega_1^2 m_{\text{ван}} (x + a) = F_{y1} + F_{y2}, \quad (2.67)$$

де F_{y1} та F_{y2} – доцентрові сили, зумовлені прискоренням Коріоліса.

Підставляючи (2.66) та (2.67) у (2.64), отримаємо рівняння руху механізму висування руки

$$F_x - F_{cx} = \frac{dv_x}{dt} (m_3 + m_{\text{ван}}) - F_{y1} - F_{y2}. \quad (2.68)$$

Таким чином, незважаючи на те, що розглядувалася найпростіша модель маніпулятора, рівняння руху вийшли нелінійними та взаємозв'язаними по координатах ϕ_1 та x (взаємозв'язані механізми повороту та висування руки). При цьому рух по координаті z (механізм підйому) описується незалежним лінійним рівнянням. Для заданого руху $x = x(t)$ рівняння руху (2.59) механізму повороту виходить лінійним, але з параметрами, що залежать від координати $x(t)$, а отже, і від часу. Аналогічно, при заданому русі $\phi(t)$ (механізму повороту) лінійним, але нестационарним рівнянням буде описуватися рух по координаті x (механізм висування руки).

Варто відзначити, що якщо рух кожного механізму відбувається послідовно (рознесені у часі), то рівняння руху суттєво спрощуються й становляться лінійними з постійними параметрами. Однак і у цьому випадку міняються інерційні маси внаслідок зміни конфігурації маніпулятора та маси вантажу. Ці зміни відбуваються при кожному пуску.

Таким чином, при сумісній роботі механізмів повороту та висування рук спостерігається їх взаємодія. При роботі механізму повороту вплив його на механізм висування здійснюється через відцентрову силу інерції, а вплив механізму висування на механізм повороту відбувається внаслідок зміни моменту інерції, який залежно від положення руки по координаті x може змінюватися у декілька разів.

Контрольні запитання

1. Як класифікуються моменти опору за характером сил, що створюють ці моменти?
2. Які статичні моменти називають реактивними?
3. Які статичні моменти називають активними?
4. Що таке динамічний момент?
5. Накресліть залежність реактивного й активного статичних моментів від напрямку обертання і наведіть приклади виробничих механізмів.
6. З якими знаками входять у рівняння руху активні та реактивні моменти опору?
7. Типи механічних характеристик виробничих механізмів.
8. У яких механізмів момент опору є квадратичною функцією швидкості?

9. Приклади механізмів, у яких момент опору залежить від випадкових чинників.

10. У яких механізмів момент опору не залежить від швидкості?

11. Що таке зведення моментів опору та моментів інерції до однієї швидкості?

12. Що таке статичний і зведений статичний моменти виробничого механізму?

13. На якому принципі базується зведення моментів опору до валу робочої машини?

14. На якому принципі базується зведення моментів опору до валу двигуна?

15. Умови зведення моментів інерції до однієї швидкості.

16. Напишіть рівняння зведення до швидкості двигуна статичного моменту та моменту інерції.

17. Яким чином враховуються втрати енергії при зведенні моментів опору до валу двигуна, коли привід працює в режимі двигуна та генератора?

18. Який вигляд має розрахункова схема механічної частини електроприводу без урахування пружних зв'язків?

19. Зобразіть напрямок моментів та швидкості в одномасовій розрахунковій схемі механічної частини при обертальному русі.

20. Який вигляд має розрахункова схема механічної частини електроприводу, що зведена до поступального руху робочого органу?

21. Зобразіть напрямок сил та швидкості у розрахунковій схемі, що зведена до поступального руху.

22. У яких випадках моменти двигуна та опору вважаються позитивними та негативними?

23. Складіть рівняння руху при підйомі вантажу.

24. Складіть рівняння руху при гальмуванні під час підйому вантажу.

25. Складіть рівняння руху при силовому спуску вантажу.

26. Складіть рівняння руху при гальмівному спуску вантажу.

27. Структурна схема механічної частини електроприводу без урахування пружних механічних зв'язків.

28. Зобразіть залежність $\omega = f(t)$ в одномасовій системі при постійних значеннях моментів двигуна та опору.

29. На чому базується методика аналітичного розв'язання задачі розрахунку часу та шляху при розгоні й гальмуванні приводу?

30. При яких допущеннях можливе аналітичне визначення часу та шляху в перехідних режимах?

31. У яких випадках при інтегруванні рівняння руху можна використовувати середнє значення пускових та гальмівних моментів двигуна?

32. Назвіть задачі, що розв'язуються за допомогою рівняння руху.

33. Напишіть рівняння руху при змінному значенні інерційних мас та проаналізуйте його.

34. Умова статичної стійкості приводу при $M_c = \text{const}$.

35. Умова статичної стійкості приводу при $M_c = f(\omega)$.

36. Що таке жорсткість механічної характеристики двигуна?
37. Що таке абсолютно жорстка механічна характеристика?
38. Що називається податливістю пружного елемента?
39. Як впливають пружні зв'язки на роботу електроприводу?
40. Які основні припущення застосовують під час дослідження систем з пружними зв'язками?
41. Як визначити сумарний коефіцієнт жорсткості при послідовному та паралельному з'єднанні механічних ланок?
42. Зобразіть двомасову розрахункову схему механічної частини приводу.
43. Зобразіть напрямки швидкостей та моментів опору у двомасовій розрахунковій схемі.
44. Складіть рівняння руху для двомасової розрахункової схеми.
45. Яким чином визначається момент інерції першої маси у двомасовій розрахунковій схемі?
46. Які елементи входять до складу другої маси двомасової розрахункової схеми?
47. Яким чином жорсткість елементів зводиться до однієї швидкості?
48. У яких випадках у двомасовій системі виникають незагасаючі гармонійні коливання?
49. У яких випадках та при яких сполученнях параметрів при аналізі динамічних процесів можна знехтувати впливом пружних механічних зв'язків?
50. Активний чи реактивний момент створюється силами внутрішнього в'язкого тертя?
51. Від яких параметрів залежить амплітуда коливань швидкості першої маси?
52. Від яких параметрів залежить амплітуда коливань швидкості другої маси?
53. При яких співвідношеннях моментів інерції першої та другої мас збільшується середнє значення пружного моменту?
54. Назвіть максимально можливе значення пружного моменту у двомасовій системі.
55. Який негативний вплив на роботу електроприводу створюють пружні коливання?
56. У якому електроприводі за інших рівних умов буде більша податливість зі швидкохідними або тихохідними двигунами?
57. Як впливають зазори у передачах на динаміку двомасової пружної системи?
58. З яких міркувань вибирають оптимальне передаточне число редуктора?
59. Які вихідні дані необхідно мати для визначення оптимального передаточного числа редуктора?

3. ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНІ ВЛАСТИВОСТІ ТА РЕЖИМИ РОБОТИ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ З ДВИГУНАМИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

3.1. Загальні відомості

Двигуни постійного струму використовуються в електроприводі механізмів, що вимагають за технологічних умов регулювання швидкості в широких межах. При цьому двигуни послідовного і змішаного збудження застосовуються, як правило, у розімкнених системах електроприводу. Двигуни з незалежним збудженням у даний час широко використовуються в регульованих приводах великої потужності в системі генератор-двигун або тиристорний перетворювач-двигун (ТП-Д) (прокатні стани, підйомні установки). Проте у зв'язку з появою потужних повністю керованих напівпровідникових модулів з двосторонньою провідністю привід постійного струму витісняється частотно-регульованим приводом змінного струму.

Електромеханічні властивості електродвигунів найкраще характеризуються механічною характеристикою $\omega = f(M)$, яка показує ступінь зниження швидкості двигуна під дією моменту опору.

Розрізняють природну і штучні механічні характеристики. Природна характеристика відповідає номінальним параметрам живильної електродвигун напруги, основній схемі його вмикання з відсутністю додаткових електротехнічних елементів (опорів, напівпровідникових ключів та ін.) в колах електродвигуна. Штучна характеристика виходить при зміні параметрів живильної напруги, схеми вмикання двигуна та вмикання в його колі додаткових електротехнічних елементів.

Керування режимами роботи електродвигуна зводиться до дії на його механічні характеристики з метою отримання заданого закону руху виробничого механізму. Отже, задача керування та регулювання електроприводу полягає у зміні природної характеристики двигуна так, щоб задовольнити вимогам технологічного процесу.

Існують такі основні способи отримання штучних характеристик:

- зміною схеми вмикання;
- вмикання додаткових опорів у коло обмоток двигуна;
- зміною напруги живлення двигуна, для чого двигуни вмикаються до незалежних джерел з регульованою напругою (керований випрямляч, перетворювачі напруги з ШІМ та ін.).

Застосування цих засобів дозволяє замість однієї природної характеристики отримати сімейство штучних характеристик і тим самим забезпечити такі режими роботи виробничого механізму, що вимагаються.

На практиці окрім механічних характеристик часто користуються електромеханічною характеристикою $\omega = f(I_a)$, тобто залежністю кутової швидкості двигуна від струму якоря. Ця характеристика, що дозволяє судити про електричні та теплові навантаження двигуна, використовується при виборі потужності двигуна, перетворювача, апаратури керування та ін.

Двигун може працювати як в рушійному, так і в гальмівних режимах з різним напрямком обертання. Щоб відобразити це на механічних характеристиках, їх розглядають у чотирьох квадрантах (рис. 3.1) з урахуванням позитивних напрямків швидкості та моменту. Умовно один напрям обертання вважається позитивним, а другий – негативним. Звичайно за позитивний напрям приймають “підйом вантажу” або рух “вперед”. Механічні характеристики двигуна в рушійному режимі для позитивного напрямку обертання зображаються в першому квадранті, а для зворотного напрямку обертання – в третьому квадранті (осі – M і $-\omega$). При цьому в обох випадках $P = M\omega > 0$, двигун споживає енергію з мережі та працює в режимі двигуна. У другому і четвертому квадрантах рис. 3.1 зображаються механічні характеристики в гальмівних режимах.

Розглянемо статичні режими роботи підйомного механізму з противагою. У другому і третьому квадрантах рис. 3.2 – момент $M_{с.рез} = M_{ван} - M_{пр}$ спрямований у бік підйому (де $M_{ван}$, $M_{пр}$ – відповідно моменти, що розвиваються вантажем і противагою).

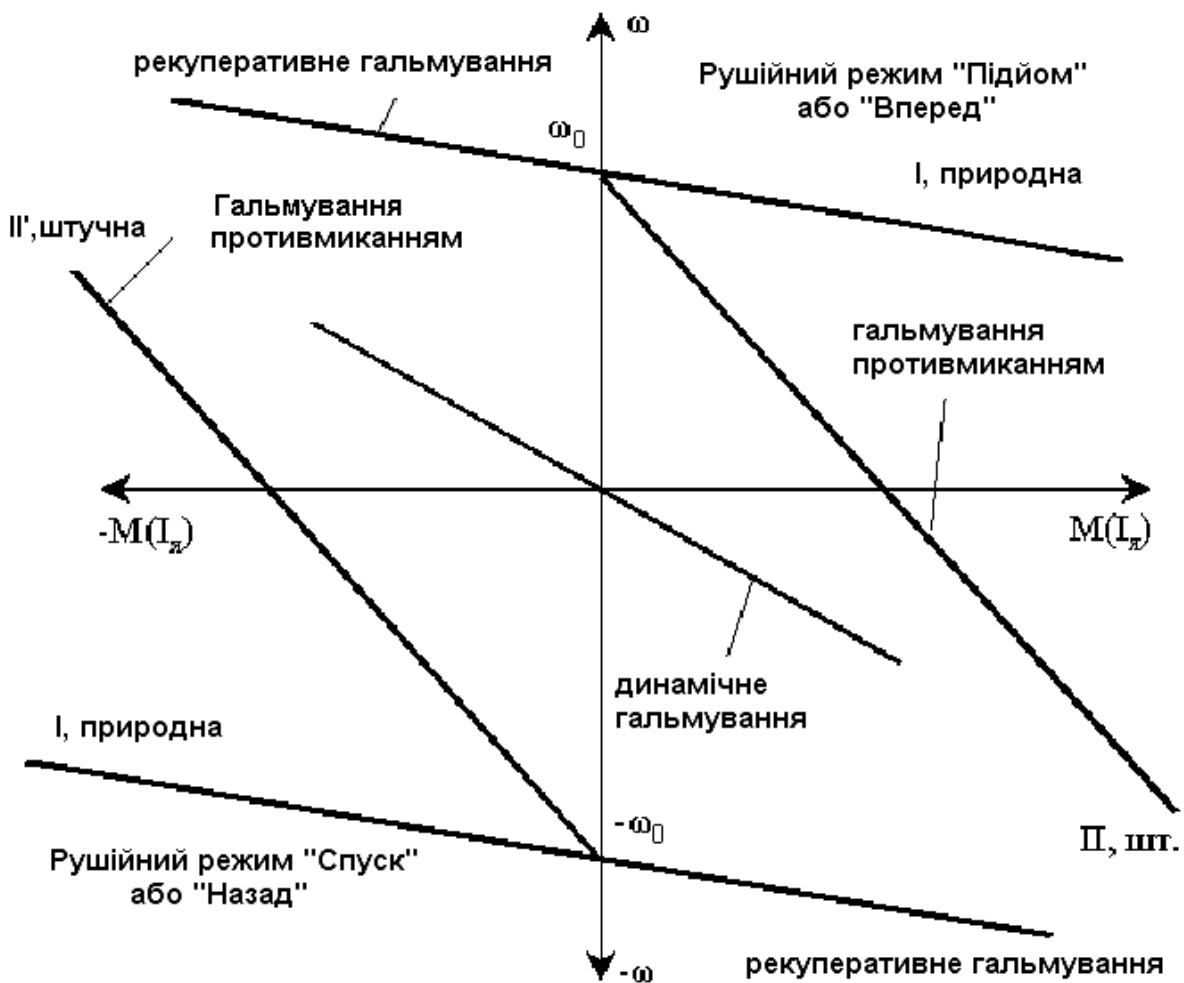


Рис. 3.1. Розташування механічних характеристик у чотирьох квадрантах

У першому квадранті відбувається підйом вантажу (режим двигуна). Оскільки вага противаги більше ваги порожньої кліті, то швидкість підйому порожньої кліті під дією противаги могла б досягти неприпустимої величини. Для обмеження швидкості у другому квадранті двигун повинен працювати в гальмівному режимі, наприклад, рекуперативне гальмування. У третьому квадранті може відбуватися силовий спуск порожньої кліті, руху вниз якої перешкоджає противага. Електрична машина працює в режимі двигуна, як і в першому квадранті. У четвертому квадранті здійснюється спуск навантаженої кліті, для обмеження швидкості двигун працює в режимі рекуперативного гальмування.

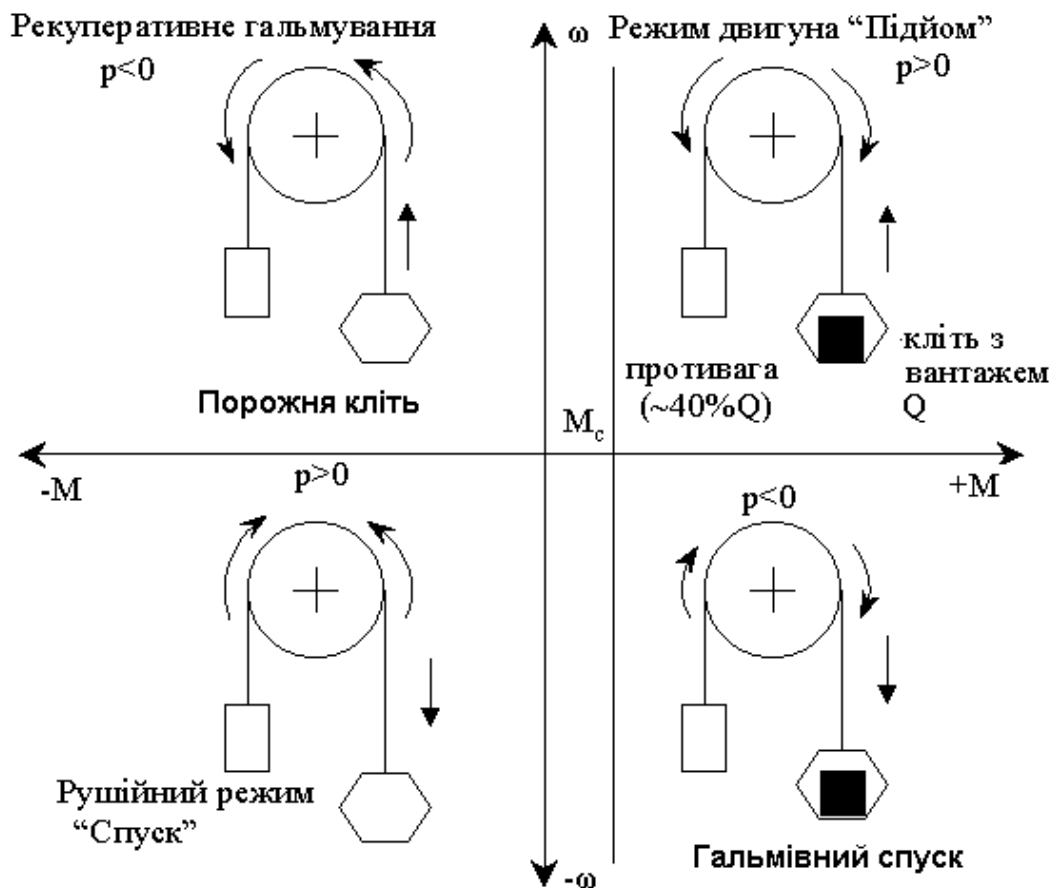


Рис. 3.2. Статичні режими роботи підйомного механізму з противагою: I квадрант – підйом кліті з вантажем (рушійний режим); II квадрант – один з видів гальмівного режиму при підйомі кліті без вантажу для обмеження швидкості підйому ($M_{с,рез}$ направлений у бік підйому); III квадрант – силовий спуск кліті без вантажу (рушійний режим); IV квадрант – гальмівний спуск кліті з вантажем

Іншим наочним прикладом зображення механічних характеристик у чотирьох квадрантах є привід транспортних механізмів. У цих механізмах момент опору може мінятися в широких межах між позитивними та негативними значеннями залежно від руху вгору або, навпаки, під уклон.

3.2. Механічні характеристики двигуна постійного струму незалежного збудження

Схема вмикання двигуна наведена на рис. 3.3. Якір двигуна (Я) та обмотка збудження (ОЗ) звичайно живляться від різних джерел напруги, що дозволяє незалежно регулювати напругу на якорі та обмотці збудження і тим самим змінювати швидкість у широких межах. Обмотка додаткових полюсів (ДП) і компенсаційна обмотка (КО), які використовують для покращення комутації та компенсації реакції якоря, не беруть участі в процесі електро механічного перетворювання енергії. Їх параметри враховуються при визначенні повних опорів та індуктивності якірного кола.

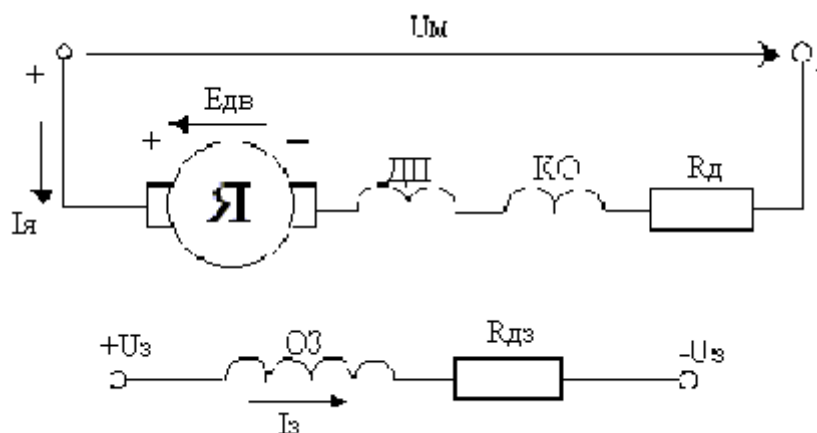


Рис. 3.3. Схема вмикання двигуна постійного струму незалежного збудження: ДП – додаткові полюси, КО – компенсаційна обмотка (напрямки на схемі відповідають русійному режиму)

При реостатному способі регулювання швидкості обмотки якоря та збудження можуть житися від одного джерела (паралельне вмикання). Але й у цьому випадку, якщо мережа великої потужності, то струм в обмотці збудження не залежить від струму якоря, оскільки внутрішній опір джерела живлення незначний.

Під час аналізу роботи двигуна передбачається:

- відсутність реакції якоря;
- параметри джерела живлення постійні;
- магнітний потік номінальний і не залежить від навантаження.

Перетворення енергії в двигуні постійного струму базується на трьох фундаментальних законах електротехніки:

– закон електромагнітної індукції

$$E_{dv} = k \cdot \Phi \cdot \omega; \quad (3.1)$$

– закон електромагнітних сил

$$M = k \cdot \Phi \cdot I_a; \quad (3.2)$$

– другий закон Кірхгофа, згідно з яким в усталеному режимі роботи двигуна прикладена напруга мережі врівноважується наведеною в обмотці якоря ЕРС двигуна ($E_{\partial\phi}$) і спадом напруги в якірному колі, тобто

$$U_{\text{м}} = E_{\partial\phi} + I_{\text{я}} \cdot R_{\text{я}} \quad (3.3)$$

У наведених рівняннях позначено: $K = pN/2\pi a$ – конструктивна стала двигуна; $p(Z_n)$ – кількість пар полюсів двигуна; $N = 2W_{\text{я}}$ – кількість активних провідників обмотки якоря; Φ – магнітний потік двигуна; $I_{\text{я}}$ – струм якоря; ω – кутова швидкість двигуна; $R_{\text{я}} = r_{\text{я}} + R_{\partial}$ – сумарний опір якірного кола; $r_{\text{я}} = r_{\text{об.я}} + r_{\text{к.о}} + r_{\partial.л} + r_{\text{нр}} + r_{\text{щ}}$ – опір якоря, що включає опір обмотки якоря ($r_{\text{об.я}}$), компенсаційної обмотки ($r_{\text{к.о}}$), додаткових полюсів ($r_{\partial.л}$), з'єднувальних проводів ($r_{\text{нр}}$) та щіток ($r_{\text{щ}}$); R_{∂} – опір додаткового резистора; $K\Phi$ – конструктивний коефіцієнт двигуна (коефіцієнт ЕРС, моменту), який у системі СІ в рівняннях (3.1) і (3.2) має однакове значення, a – кількість пар паралельних віток.

Із сумісного розв'язання (3.1) і (3.3) отримаємо рівняння електромеханічної характеристики двигуна $\omega = f(I_{\text{я}})$:

$$\omega = \frac{U_{\text{м}} - I_{\text{я}} R_{\text{я}}}{K\Phi} = \frac{U_{\text{м}}}{K\Phi} - \frac{I_{\text{я}} R_{\text{я}}}{K\Phi} = \omega_0 - \Delta\omega. \quad (3.4)$$

Підставивши в (3.4) $I_{\text{я}} = \frac{M}{K\Phi}$, згідно з (3.2), одержимо рівняння механічної характеристики двигуна $\omega = f(M)$:

$$\omega = \frac{U_{\text{м}}}{K\Phi} - \frac{MR_{\text{я}}}{(K\Phi)^2} = \omega_0 - \Delta\omega. \quad (3.5)$$

У наведеному виразі фігурує електромагнітний момент двигуна, який більше моменту на валу двигуна в рушійному режимі роботи на величину ΔM , зумовлену втратами в сталі і механічними. Тому в розрахунках необхідно момент втрат ΔM додавати до зведеного моменту статичного навантаження.

Крім того, механічні характеристики у функції електромагнітного моменту не мають розриву при переході з рушійного режиму в режим гальмування противмиканням. Механічні характеристики у функції моменту на валу двигуна мають розрив безперервності при переході в режим гальмування противмиканням. Це зумовлено тим, що в режимі двигуна момент на валу $M_{\phi} = M_{\text{ем}} - \Delta M$, а в гальмівному $M_{\phi} = M_{\text{ем}} + \Delta M$.

Із (3.4) і (3.5) видно, що при $\Phi = \text{const}$ електромеханічна і механічна характеристики двигуна є прямими лініями, що виходять з однієї точки ω_0 (рис. 3.4), в якій $I_{\text{я}} = 0$ і $M = 0$, що відповідає режиму ідеального холостого

ходу. Швидкість двигуна ω_0 , відповідна цьому режиму, називається швидкістю ідеального холостого ходу і визначається як

$$\omega_0 = \frac{U_m}{K\Phi}. \quad (3.6)$$

У режимі ідеального холостого ходу ($\omega = \omega_0$) струм якоря, що визначається з (3.3) як

$$I_{\text{я}} = \frac{U_m - E_{\text{дв}}}{R_{\text{я}}}, \quad (3.7)$$

дорівнює нулю. Це можливо лише тоді, коли $E_{\text{дв}} = K\Phi\omega_0 = U_m$.

На практиці цей режим може бути отриманий лише у разі, якщо на вал двигуна з боку механізму діє момент, який компенсує постійні втрати в двигуні: механічні та втрати в сталі (це можливо, наприклад, при спуску вантажу).

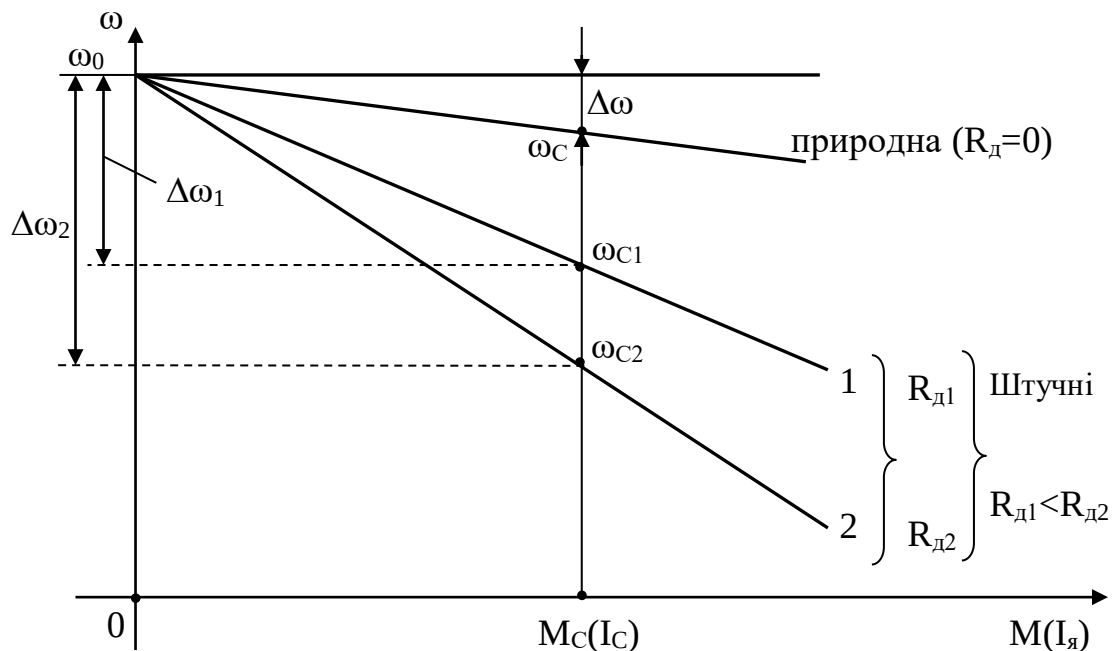


Рис. 3.4. Механічні (електромеханічні) характеристики двигуна постійного струму

Другі члени рівнянь електромеханічної (3.4) і механічної (3.5) характеристик характеризують статичний спад (перепад) швидкості двигуна (рис. 3.4) щодо ω_0 під дією відповідно струму якоря та моменту двигуна

$$\Delta\omega = \frac{I_{\text{я}}(r_{\text{я}} + R_{\text{д}})}{K\Phi} = \frac{M(r_{\text{я}} + R_{\text{д}})}{(K\Phi)^2}. \quad (3.8)$$

Якщо в наведеному рівнянні допустити, що $R_{\text{д}} = 0$, то отримаємо спад швидкості $\Delta\omega$ на природній характеристиці (рис. 3.4).

Якщо швидкість двигуна, увімкнутого до мережі, рівна нулю, то такий режим роботи двигуна називається режимом короткого замикання. Оскільки в

цьому режимі $E_{\partial\theta} = 0$, то струм короткого замикання (струм якоря нерухомого двигуна) з (3.7) знаходиться як

$$I_{\kappa.з.} = \frac{U_{\mathcal{M}}}{(r_{\mathcal{Я}} + R_{\partial})},$$

звідки момент короткого замикання $M_{\kappa.з.} = K\Phi I_{\kappa.з.}$.

З урахуванням цих співвідношень рівняння механічної та електромеханічної характеристик можна подати в іншому вигляді:

$$\omega = \omega_0 \left(1 - \frac{M}{M_{\kappa.з.}} \right); \quad \omega = \omega_0 \left(1 - \frac{I_{\mathcal{Я}}}{I_{\kappa.з.}} \right).$$

Зміна полярності прикладеної до якоря напруги призводить до зміни напрямку струму якоря, моменту і кутової швидкості двигуна. Рівняння механічної характеристики при цьому має вигляд:

$$\omega = -\frac{U_{\mathcal{M}}}{K\Phi} + \frac{M(r_{\mathcal{Я}} + R_{\partial})}{(K\Phi)^2},$$

в яке потрібно підставляти абсолютні значення $U_{\mathcal{M}}$ та M .

Якщо в якірне коло двигуна ввімкнутий додатковий опір, то отримані при цьому характеристики називаються штучними (іноді їх називають реостатними). Ці характеристики також виходять з точки ω_0 і лінійні, як природна характеристика, але мають значно більший нахил до осі моментів, оскільки зі зростанням R_{∂} збільшується $\Delta\omega = \frac{I_{\mathcal{Я}}(r_{\mathcal{Я}} + R_{\partial})}{K\Phi}$ або $\Delta\omega = \frac{M(r_{\mathcal{Я}} + R_{\partial})}{(K\Phi)^2}$

(рис. 3.4). Внаслідок цього при одному й тому ж моменті опору із зростанням R_{∂} зменшується швидкість.

Розглянемо більш детально роль, яку відіграє ЕРС двигуна під час перетворення енергії, здійснюваного електродвигуном. Нехай двигун до прикладення статичного навантаження працював з кутовою швидкістю холостого ходу $\omega = \omega_{\text{хх}}$, то при збільшенні навантаження кутова швидкість знижуватиметься, прямуючи за відповідною механічною характеристикою. У результаті цього $E_{\partial\theta} = K\Phi\omega$ також зменшуватиметься, що призведе до збільшення струму якоря та моменту двигуна $M = K\Phi I_{\mathcal{Я}}$. При цьому швидкість зменшуватиметься до тих пір, поки момент двигуна не порівняється з новим значенням моменту опору (навантаження). Після цього наступить усталений рух. Різниця швидкостей до і після застосування навантаження називається статичним спадом (перепадом) швидкості $\Delta\omega_c$.

Таким чином, двигун автоматично без яких-небудь зовнішніх дій переходить з одного усталеного стану в інший, визначуваний його механічною

характеристикою. При цьому роль автоматичного регулятора виконує ЕРС двигуна.

Для визначення жорсткості механічної характеристики $\beta = dM/d\omega$ потрібно рівняння механічної характеристики (3.5) розв'язати відносно моменту

$$M = \frac{(\omega_0 - \omega)(K\Phi)^2}{r_{\text{я}} + R_{\text{д}}}$$

та взяти похідну. При цьому жорсткість механічної характеристики

$$\beta = \frac{dM}{d\omega} = -\frac{(K\Phi)^2}{r_{\text{я}} + R_{\text{д}}}.$$

Із наведеного виразу виходить, що зі зростанням додаткового опору $R_{\text{д}}$ зменшується модуль жорсткості механічної характеристики (збільшується їх нахил до осі моментів рис. 3.4).

З урахуванням коефіцієнта жорсткості механічної характеристики рівняння моменту і швидкості двигуна можуть бути записані у такому вигляді:

$$M = \beta(\omega_0 - \omega); \quad \omega = \omega_0 - M/\beta.$$

З позицій перетворення енергії в рушійному режимі потужність, споживана з мережі

$$P_{\text{м}} = I_{\text{я}} U_{\text{я}} = I_{\text{я}} (E_{\text{дв}} + I_{\text{я}} R_{\text{я}}) = P_{\text{ем}} + \Delta P$$

більше електромагнітної, де $P_{\text{ем}} = E_{\text{дв}} I_{\text{я}}$ – електромагнітна потужність; $\Delta P = I_{\text{я}}^2 R_{\text{я}}$ – потужність втрат у міді.

При пуску двигуна ($U_{\text{м}} = \text{const}$) $\omega_0 = 0$ та $E_{\text{дв}} = K\Phi\omega = 0$. При цьому струм у колі якоря $I_{\text{я}} = \frac{U_{\text{м}}}{r_{\text{я}} + R_{\text{д}}}$ досягає при $R_{\text{д}} = 0$ неприпустимо великих значень $(10...20)I_{\text{я.ном}}$. Тому перед пуском двигуна при $U_{\text{м}} = \text{const}$ потрібно обов'язково в коло якоря ввімкнути додатковий опір $R_{\text{д}} = \frac{U_{\text{м}}}{I_{\text{я.доп}}} - r_{\text{я}}$, щоб обмежити струм якоря до допустимого значення.

Для двигуна звичайного виконання допустимий струм

$$I_{\text{я.доп}} = (2 - 2,5) I_{\text{я.ном}} = \lambda_{\text{дв}} I_{\text{я.н}},$$

де $\lambda_{ог}$ – перевантажувальна здатність двигуна, що обмежується умовами нормальної комутації.

Для двигунів спеціального призначення (приводи верстатів і промислових роботів)

$$I_{я.доп} = (5-15)I_{я.н},$$

що забезпечує високу швидкодію приводу в пускових і гальмівних режимах.

З рівняння руху (2.16) виходить, що в усталеному режимі момент двигуна дорівнює моменту статичного опору (навантаження)

$$M = M_c = k\Phi \cdot I_{я}.$$

Отже, струм якоря $I_{я} = M_c / k\Phi$ залежить тільки від навантаження на валу двигуна і не залежить від величини включеного в коло якоря додаткового опору. Із зміною R_o міняється лише швидкість усталеного руху (рис. 3.5).

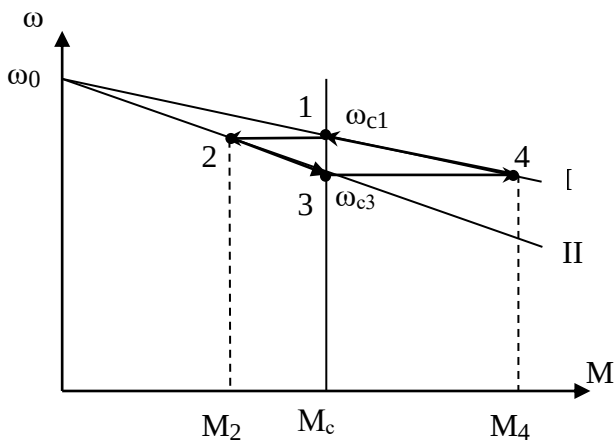


Рис. 3.5. До пояснення переходу роботи двигуна з однієї характеристики на іншу

Хай двигун працює на природній характеристиці I (рис. 3.5) зі швидкістю $\omega = \omega_{c1}$. При вмиканні додаткового опору внаслідок механічної інерційності в початковий момент часу швидкість виявиться незмінною. Тому двигун перейде працювати в точку 2, відповідної штучної механічної характеристики II. Але в цій точці момент двигуна M_2 виявиться менше M_c , тому швидкість та ЕРС двигуна зменшуються, а струм якоря, навпаки, збільшуватиметься, зумовлюючи тим самим зростання моменту двигуна. При цьому швидкість зменшуватиметься до тих пір, поки знову не наступить усталений рух і $M = M_c$. Це відбудеться при $\omega = \omega_{c3}$, яка менше ω_{c1} . Якщо при $\omega = \omega_{c3}$ вимкнути додатковий опір, то $M_4 > M_c$ і швидкість двигуна збільшуватиметься до тих пір, поки момент двигуна не стане рівним моменту опору. Функцію автоматичного регулятора при цьому виконує ЕРС двигуна як у режимі двигуна, так і в гальмівному режимі роботи.

На закінчення відзначимо, що подовжня складова реакції якоря у двигунів без компенсаційної обмотки спотворює форму механічної характеристики двигуна, знижує його перевантажувальну здатність за моментом. Це зумовлено тим, що при допустимому за умов комутації струмі зменшується унаслідок

реакції якоря магнітний потік на 10-15% і пропорційно цьому значенню знижується допустимий момент двигуна.

3.3. Механічні характеристики двигуна постійного струму у відносних одиницях

Для порівняльної оцінки двигунів різної потужності зручно користуватися рівняннями механічної характеристики у відносних одиницях, оскільки безпосереднє порівняння, наприклад, пускового струму в абсолютних одиницях не дозволяє оцінити, для якого двигуна умови пуску будуть легшими.

Для вираження якої-небудь величини у відносних одиницях необхідно її абсолютне значення розділити на базову величину, у ролі якої найчастіше використовують номінальне значення. Для позначення відносних одиниць надалі використовуються ті ж буквені позначення, але з зірочкою:

$$I_{я}^* = I_{я} / I_{я.н}; U^* = U_{я} / U_{н}; \omega^* = \omega / \omega_0; R_{я}^* = R_{я} / R_{н}, \text{ де } R_{н} = U_{н} / I_{я.н}.$$

Основна особливість відносних величин полягає в тім, що з їх допомогою виходить узагальнена залежність, яка дозволяє краще з'ясувати фізичні процеси. Користування відносними одиницями дозволяє замінити громіздкі обчислення з великими абсолютними значеннями величин невеликими відносними, близькими до одиниці.

Для переходу до рівняння електромеханічної характеристики у відносних одиницях потрібно ліву та праву частини рівняння (3.4) поділити на ω_0 . Внаслідок цього після перетворення отримаємо рівняння електромеханічної характеристики у відносних одиницях:

$$\omega^* = 1 - I_{я}^* R_{я}^*. \quad (3.9)$$

При номінальному магнітному потоці відносні значення струму якоря та моменту двигуна рівні між собою (це одна з переваг відносних одиниць),

$$\text{оскільки } M^* = \frac{M}{M_{ном}} = \frac{K\Phi_n I_{я\setminus}}{K\Phi_n I_{я.ном}} = I_{я}^*.$$

Отже, у відносних одиницях рівняння механічної та електромеханічної характеристик ідентичні (рис. 3.6)

$$\omega^* = 1 - M^* R_{я}^*. \quad (3.10)$$

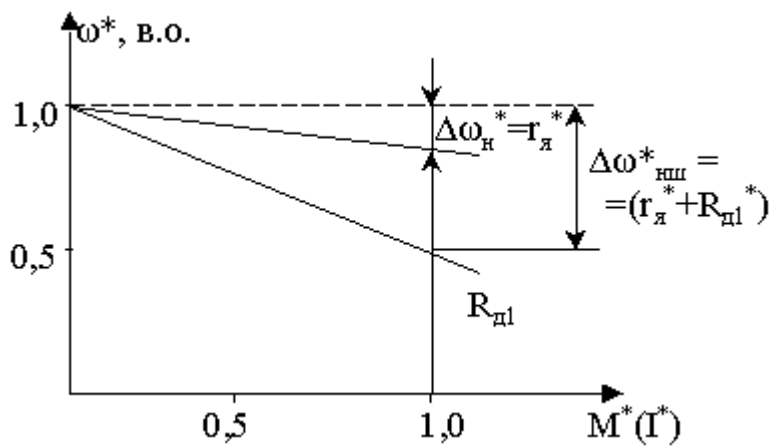


Рис. 3.6. Механічні характеристики двигуна у відносних одиницях

При номінальному навантаженні $I_{я}^* = 1$ і $M^* = 1$, тому $\omega_n^* = 1 - R_{я}^*$, тобто спад швидкості при номінальному моменті у відносних одиницях $\Delta\omega_n^* = R_{я}^*$. Оскільки опір якорного кола невеликий, то відносний спад швидкості на природній характеристиці $\Delta\omega_{н.пр}^* = r_{я}^*$ (для двигунів великої потужності лежить у межах $\Delta\omega_{н.пр}^* = 0,015 \dots 0,03$).

3.4. Побудова механічних характеристик двигуна постійного струму за паспортними даними

У паспорті двигуна найчастіше вказують такі номінальні дані: U_n , В; I_n , А; P_n , кВт; n_n , об/хв. Інші дані можуть бути знайдені в спеціальних каталогах.

Оскільки механічна характеристика є прямою лінією, то для її побудови достатньо знати лише координати двох точок. Як останні зручно використовувати: 1) точку, що відповідає номінальному режиму $M = M_n$; $\omega = \omega_n$; 2) точку ідеального холостого ходу $M = 0$; $\omega = \omega_0$.

Із указаних чотирьох координат лише дві підлягають визначенню, оскільки номінальна частота обертання двигуна задана в паспорті, а номінальна кутова швидкість знаходиться як

$$\omega_n = \frac{\pi n_n}{30}.$$

Номінальне значення електромагнітного моменту визначається зі співвідношення

$$M_n = K\Phi \cdot I_n.$$

Для розрахунку $K\Phi$ потрібно в рівняння електромеханічної характеристики (3.4) підставити номінальні величини і розв'язати відносно $K\Phi$

$$K\Phi = \frac{U_n - I_n r_{\text{я}}}{\omega_n}. \quad (3.11)$$

Швидкість ідеального холостого ходу визначається як $\omega_0 = U_n / K\Phi$.

Для побудови штучних механічних характеристик при заданому $R_{\text{д}}$ достатньо знайти швидкість двигуна при номінальному моменті

$$\omega_{\text{н.ш}} = \frac{U_n}{K\Phi} - \frac{I_n(r_{\text{я}} + R_{\text{д}})}{k\Phi} = \omega_0 [1 - (r_{\text{я}} + R_{\text{д}})^*]. \quad (3.12)$$

Механічні характеристики двигуна можуть бути побудовані так само по точці з координатами $M = 0$; $\omega = \omega_0$ і точці, відповідній режиму короткого замикання $\omega = 0$; $M = M_{\text{к.з}}$; ($I_{\text{я}} = I_{\text{к.з}}$), де $I_{\text{к.з}} = U_n / (r_{\text{я}} + R_{\text{д}})$; $M_{\text{к.з}} = K\Phi \cdot I_{\text{к.з}}$.

Для розрахунку $K\Phi$ за (3.11) потрібно знати внутрішній опір якоря, який знаходиться або за каталогом, або розраховується приблизно з умови, що при номінальному навантаженні половина всіх втрат у двигуні зумовлена втратами в міді. Отже, $\Delta P_n / 2 = I_n^2 r_{\text{я}}$.

Повні втрати в двигуні при I_n

$$\Delta P_n = U_n I_n - \eta_n U_n I_n = U_n I_n (1 - \eta_n).$$

Із сумісного розв'язання наведених виразів маємо

$$I_n^2 r_{\text{я}} = 0,5 U_n I_n (1 - \eta_n).$$

Звідки

$$r_{\text{я}} = 0,5 \frac{U_n}{I_n} (1 - \eta_n), \quad (3.13)$$

де $\eta_n = P_n / U_n I_n$ – номінальний ККД двигуна.

Приклад 3.1. Розрахувати і побудувати природні механічну та електромеханічну характеристики двигуна постійного струму незалежного збудження. Номінальні дані двигуна: $P_n = 11$ кВт, $n_n = 1500$ об/хв, $I_n = 59,5$ А, $r_{\text{я.хол}} = r_{\text{об.я}} + r_{\text{к.о}} = 0,187$ Ом у холодному стані при $t_{\text{хол}} = 20^\circ\text{C}$.

Розв'язання. Оскільки опір обмоток двигуна залежить від температури, то приймемо як розрахункове значення опір при $t_{\text{нагр}} = 90^\circ\text{C}$

$$r_{\text{я}} = r_{\text{я.хол}} [1 + \alpha(t_{\text{нагр}}^0 - t_{\text{хол}}^0)] = 0,187 [1 + 0,004(90 - 20)] = 0,24 \text{ Ом},$$

де $\alpha = 0,004$ – температурний коефіцієнт опору міді.

Номинальна кутова швидкість

$$\omega = \pi n_n / 30 = 3,14 \cdot 1500 / 30 = 157 \text{ рад/с.}$$

Конструктивний коефіцієнт двигуна (коефіцієнт ЕРС)

$$K\Phi = C_e = \frac{U_n - I_{я.н} r_{я}}{\omega_n} = \frac{220 - 59,5 \cdot 0,24}{157} = 1,31 \text{ Вс/рад.}$$

Номинальний електромагнітний момент

$$M_n = K\Phi I_n = 1,31 \cdot 59,5 = 78 \text{ Н·м.}$$

Швидкість ідеального холостого ходу

$$\omega_0 = U_n / K\Phi = 220 / 1,31 = 168 \text{ рад/с.}$$

За отриманими даними будуються природна механічна та електромеханічна характеристики. Модуль жорсткості природної механічної характеристики:

$$\beta = (K\Phi)^2 / r_{я} = 1,31^2 / 0,24 = 7,15 \text{ Н·м·рад/с.}$$

Спад швидкості при номінальному моменті

$$\Delta\omega_n = \omega_0 - \omega_n = 168 - 157 = 11 \text{ рад/с.}$$

Приклад 3.2. Розрахувати природну та штучні характеристики двигуна незалежного збудження, що відповідають: а) вмиканню додаткового опору $R_d = 0,5R_n$; б) зниженню напруги $U_{я} = 0,7U_n$.

Дані для розрахунку: $P_n = 4,5 \text{ кВт}$, $U_n = 220 \text{ В}$, $\omega_n = 105 \text{ рад/с}$, $I_n = 27 \text{ А}$, $r_{я} = r_{об.я} + r_{д.н} = 0,275 \text{ Ом}$ у нагрітому стані.

Коефіцієнт ЕРС двигуна

$$K\Phi = C_e = \frac{U_n - I_n r_{я}}{\omega_n} = \frac{220 - 27 \cdot 0,275}{105} = 2,025 \text{ Вс/рад.}$$

Швидкість ідеального холостого ходу

$$\omega_0 = U_n / K\Phi = 220 / 2,025 = 108,7 \text{ рад/с.}$$

Номинальний момент двигуна

$$M_n = K\Phi I_n = 2,025 \cdot 27 = 54,7 \text{ Н}\cdot\text{м}.$$

Згідно з отриманими даними на рис. 3.7 побудована природна характеристика (пряма 1), рівняння якої $M = \beta(\omega_0 - \omega)$ дорівнює $M = 14,9(108,7 - \omega)$, де $\beta = (K\Phi)^2 / r_{\text{я}} = 2,025^2 / 0,275 = 14,9$ – модуль жорсткості природної характеристики.

Для побудови штучної характеристики при $R_{\text{д}} = 0,5R_n$ знаходимо:

– номінальний опір

$$R_n = U_n / I_n = 220 / 27 = 8,18 \text{ Ом};$$

– додатковий опір

$$R_{\text{д}} = 0,5R_n = 0,5 \cdot 8,18 = 4,09 \text{ Ом};$$

– сумарний опір якірного кола

$$R_{\text{я}} = r_{\text{я}} + R_{\text{д}} = 0,275 + 4,09 = 4,365 \text{ Ом};$$

– швидкість двигуна на штучній (реостатній) характеристиці при номінальному струмі якоря

$$\omega_{\text{н.ш}} = \frac{U_n - I_n R_{\text{я}}}{K\Phi} = \frac{220 - 27 \cdot 4,365}{2,025} = 50,44 \text{ рад/с};$$

– модуль жорсткості реостатної характеристики

$$\beta_{\text{ш}} = (K\Phi)^2 / R_{\text{я}} = (2,025)^2 / 4,365 = 0,94.$$

За отриманими даними на рис. 3.7 побудована реостатна характеристика (пряма 2), рівняння якої $M = 0,94(108,7 - \omega)$.

Швидкість ідеального холостого ходу при зниженій напрузі $0,7U_n$

$$\omega_{\text{о.ш}} = \frac{0,7U_n}{K\Phi} = \frac{0,7 \cdot 220}{2,025} = 76,1 \text{ рад/с}.$$

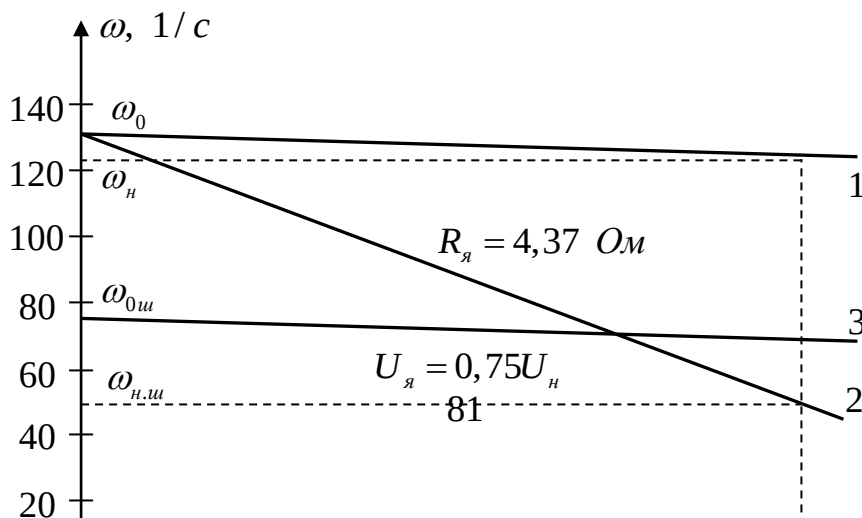


Рис. 3.7. Механічна характеристика двигуна до прикладу 3.2: 1 – природна; 2 – штучна при $R_{я} = 4,37 \text{ Ом}$; 3 – штучна $U_{я} = 0,75U_n$

Ця характеристика паралельна природній і проходить через точку $\omega_{o.ш}$ (пряма 3 рис. 3.7).

3.5. Гальмівні режими роботи двигуна постійного струму

У сучасному автоматизованому приводі дуже часто доводиться швидко й точно зупиняти виробничий механізм і змінювати його напрямок обертання. Для цього двигун повинен працювати в гальмівних режимах і перешкоджати руху.

Швидкість та точність виконання цих операцій у багатьох випадках визначає продуктивність механізмів та якість продукції, що випускається. Крім того, гальмівні режими є складнішими і відповідальними. Нечітка робота двигуна в гальмівних режимах може призвести до серйозних аварій.

Двигун незалежного збудження може працювати в трьох гальмівних режимах:

- гальмування з віддачею енергії в мережу (генераторний режим роботи двигуна паралельно з мережею) або рекуперативне гальмування;
- гальмування противмиканням (генераторний режим роботи двигуна послідовно з мережею);
- динамічне гальмування (генераторний режим роботи двигуна незалежно від мережі).

У кожному з цих режимів двигун працює як генератор, перетворюючи механічну енергію, що поступає з валу робочої машини, в електричну. Відмінність полягає лише в тому, як ЕРС двигуна орієнтується відносно напруги мережі (рис. 3.8). При цьому електрична енергія або віддається в мережу (перший випадок), або розсіюється у вигляді теплоти в якорному колі двигуна і додаткових опорах (два останні випадки).

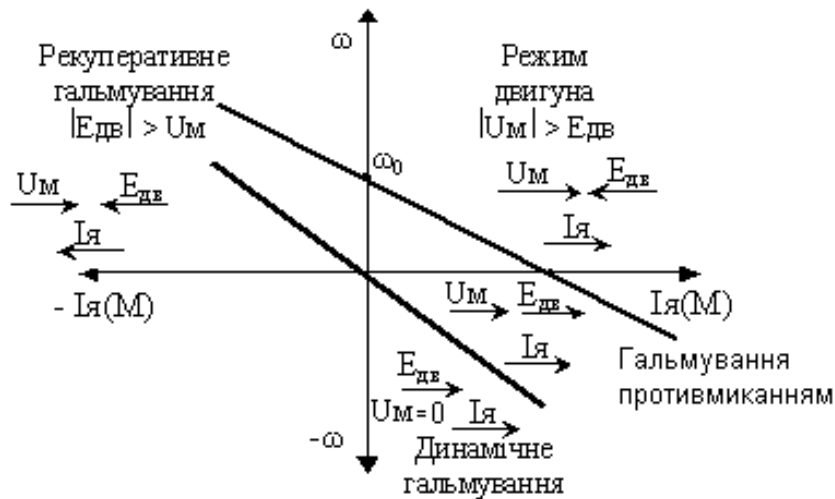


Рис. 3.8. Механічні характеристики двигуна незалежного збудження у гальмівних режимах

3.6. Генераторне гальмування з віддачею енергії в мережу (рекуперативне)

Цей режим при $U_m = const$ реалізується лише у разі, коли швидкість двигуна стає більше швидкості ідеального холостого ходу ($\omega > \omega_0$). При цьому ЕРС двигуна стає більше прикладеної напруги, внаслідок чого струм у колі якоря $I_a = (U_m - E_{dv}) / R_a$ змінює свій знак і момент двигуна стає гальмівним.

Перехід у режим рекуперативного гальмування можливий лише тоді, коли з боку виробничого механізму на вал двигуна діє момент, співпадаючий з моментом двигуна (спуск важкого вантажу, рух транспортного пристрою під уклон). Під дією сумарного моменту швидкість двигуна, а отже, і ЕРС, будуть збільшуватися. При $\omega = \omega_0$ ЕРС двигуна стане рівною прикладеній напрузі і струм у колі якоря стає рівним нулю.

При подальшому збільшенні швидкості під дією рушійного моменту механізму ЕРС двигуна за абсолютною величиною стане більше напруги мережі і струм якоря змінює напрям, а момент двигуна стане гальмівним. При цьому двигун переходить у режим генераторного гальмування з віддачею енергії до мережі. Коли гальмівний момент двигуна стане рівним рушійному моменту механізму, настає усталений режим.

Оскільки в розглядуваному режимі струм і момент змінюють свій напрям, то рівняння електромеханічної та механічної характеристик з урахуванням (3.4) та (3.5) мають вигляд:

$$\omega = \frac{U_m}{K\Phi} + \frac{I_a R_a}{K\Phi} = \omega_0 + \Delta\omega; \quad (3.14)$$

$$\omega = \frac{U_m}{K\Phi} + \frac{MR_a}{(K\Phi)^2} = \omega_0 + \Delta\omega. \quad (3.15)$$

Ці характеристики, як і в разі рушійного режиму, проходять через точку ідеального холостого ходу і є продовженням відповідних характеристик рушійного режиму в другий та четвертий квадранти (рис. 3.9).

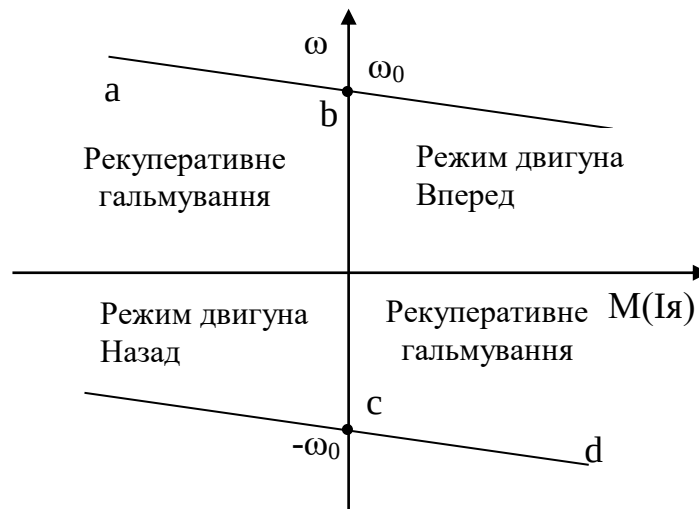


Рис. 3.9. Механічні характеристики двигуна постійного струму (режиму рекуперативного гальмування відповідають ділянки ab та cd)

Друга складова наведених рівнянь показує, що нахил цих характеристик за абсолютною величиною залишається таким же, як і в рушійному режимі.

Розглянемо більш детально спуск важкого вантажу в режимі рекуперативного гальмування. Для цього необхідно увімкнути двигун так само на спуск вантажу, а в коло якоря ввімкнути додатковий опір для обмеження пускового струму. Цьому режиму відповідають характеристики, розташовані в третьому квадранті (рис. 3.10).

Під дією сумарного моменту, що розвивається вантажем і двигуном, відбувається інтенсивний розгін приводу. У міру розгону момент двигуна зменшується, а при $\omega = \omega_0$ стає рівним нулю. Подальший розгін приводу відбувається під дією моменту вантажу. При швидкості $\omega > \omega_0$ момент двигуна змінює знак і стає гальмівним. Усталений режим настає при $\omega = -\omega_{c2}$ (див. рис. 3.10), де гальмівний момент двигуна стає рівний моменту, що розвиває вантаж.

Для зменшення швидкості опускання вантажу необхідно, наприклад, у точці 3 рис. 3.10 перейти на природну характеристику. При цьому усталений рух наступить при $\omega = -\omega_{c5}$, яка менше ω_{c2} . Режим спуску важкого вантажу в режимі рекуперативного гальмування на природній характеристиці цілком допустимий, оскільки усталена швидкість опускання вантажу ледь перевищує номінальну.

При живленні двигуна від джерела з регульованою напругою режим рекуперативного гальмування можна реалізувати при будь-якій швидкості аж до зупинки приводу. У цьому випадку для реалізації режиму рекуперативного гальмування необхідно лише зменшити напругу регульованого перетворювача U_{np} настільки, щоб $E_{\partial\partial} > U_{np}$.

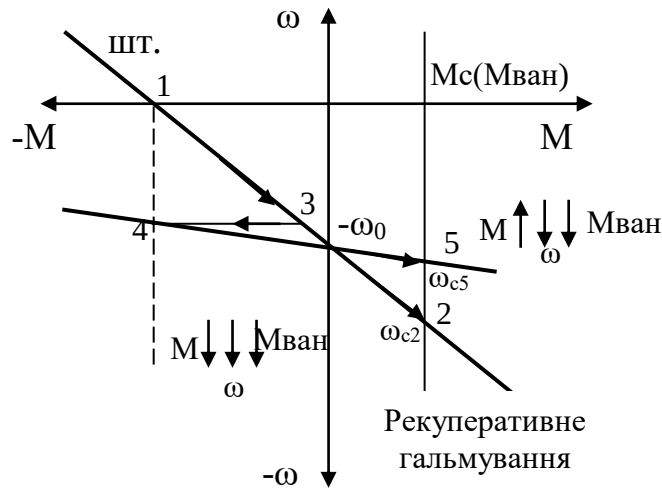


Рис. 3.10. Механічні характеристики при спуску важкого вантажу в режимі рекуперативного гальмування

Режим рекуперативного гальмування є економічним, оскільки він супроводиться віддачею енергії в мережу, яку двигун перетворює з механічної енергії, що поступає до нього з вала робочої машини.

Приклад 3.3. Двигун з незалежним збудженням 2ПН180L ($P_n = 7,1$ кВт, $U_n = 220$ В, $I_n = 40$ А, $n_n = 750$ об/хв, $r_{\text{я}} = r_{\text{об.я}} + r_{\text{д.л}} = 0,443$ Ом) приводить у рух лебідку. При опусканні вантажу в режимі рекуперативного гальмування швидкість двигуна на природній характеристиці дорівнює 850 об/хв. Який додатковий опір потрібно увімкнути в коло якоря, щоб при незмінному гальмівному моменті швидкість гальмування з рекуперацією енергії збільшилася до 1000 об/хв?

Розв'язання. У практичних розрахунках швидкість двигуна завжди вважається позитивною, в який би бік не обертався двигун, що спрощує розрахунки.

Номінальна швидкість двигуна:

$$\omega_n = \pi n_n / 30 = 3,14 \cdot 750 / 30 = 78,5 \text{ 1/с.}$$

Коефіцієнт ЕРС двигуна

$$C_e = K\Phi = \frac{U_n - I_n r_{\text{я}}}{\omega_n} = \frac{220 - 40 \cdot 0,443}{78,5} = 2,58 \text{ Вс/рад.}$$

Швидкість ідеального холостого ходу

$$\omega_0 = \frac{U_n}{K\Phi} = \frac{220}{2,58} = 85,3 \text{ рад/с.}$$

Усталена швидкість до підвищення

$$\omega_c = \frac{\pi n_c}{30} = \frac{3,14 \cdot 850}{30} = 89 \text{ рад/с}$$

і після підвищення

$$\omega_{c1} = \frac{3,14 \cdot 1000}{30} = 104,7 \text{ рад/с.}$$

Струм якоря в режимі рекуперативного гальмування знаходиться з рівняння

$$I_{\text{я}} = \frac{U_c - E_{\text{дв}}}{r_{\text{я}}} = \frac{U_c - K\Phi\omega_c}{r_{\text{я}}},$$

звідки

$$I_{\text{я}} = \frac{220 - 2,58 \cdot 89}{0,443} = -21,7 \text{ А}$$

Додатковий опір, який потрібно увімкнути в коло якоря для збільшення швидкості до $\omega_c = 104,7$ рад/с, знаходиться з рівняння електромеханічної характеристики для цього режиму

$$\omega_{c1} = \frac{U_n + I_{\text{я}}(r_{\text{я}} + R_{\text{д}})}{K\Phi},$$

звідки

$$R_{\text{д}} = \frac{\omega_{c1}K\Phi - U_n}{I_{\text{я}}} - r_{\text{я}} = \frac{104,7 \cdot 2,58 - 220}{21,7} - 0,443 = 1,87 \text{ Ом.}$$

У наведене рівняння підставляється абсолютне значення струму, оскільки знаки враховані при його виведенні.

3.7. Гальмування противмиканням двигуна незалежного збудження

Цей вид гальмування реалізується у тому випадку, коли обмотки двигуна ввімкнуті на один напрямок обертання, а якорь двигуна під дією зовнішнього моменту або сил інерції обертається в протилежний бік. Такий режим можна реалізувати:

а) зміною полярності підведеної напруги;

б) у приводі підйомної установки, коли двигун включений на підйом, але під дією перевищуючого моменту, що розвивається вантажем, обертається у напрямку спуску вантажу.

В обох випадках напруга мережі та ЕРС двигуна мають однакові напрямки і струм у колі якоря визначається за формулою

$$I_{\text{я}} = \mp \frac{U_{\text{м}} + E_{\text{дв}}}{r_{\text{я}} + R_{\text{д}}},$$

де знак мінус відноситься до другого квадранта, а плюс – до четвертого.

Отже, для обмеження струму якоря на допустимому рівні необхідно при переході в режим гальмування противмиканням увімкнути в коло якоря значний за величиною додатковий опір, приблизно рівний двократному пусковому

$$R_{\text{д}} = \frac{U_{\text{м}} + E_{\text{дв}}}{I_{\text{дон}}} - r_{\text{я}} \approx \frac{2U_{\text{м}}}{I_{\text{дон}}},$$

де $I_{\text{дон}} = (2 - 2,5)I_{\text{я.н}}$ – допустимий за умовами комутації струм якоря в перехідних режимах.

На практиці найбільш часто використовується перший спосіб гальмування (зміна полярності підведеної до якоря напруги) для зупинки та розгону приводу у зворотному напрямі як для механізмів з реактивним, так і активним моментом опору. Для реверсивних приводів, де гальмування та розгін у зворотному напрямі єдиний процес, цей спосіб гальмування дає вигоду у часі.

Схема вмикання двигуна і механічні характеристики в режимі гальмування противмиканням, шляхом зміни полярності прикладеної напруги, наведена на рис. 3.11.

Нехай двигун працює в точці 1 природної характеристики з усталеною швидкістю $\omega = \omega_{\text{с1}}$. Для реалізації режиму гальмування противмиканням необхідно:

– увімкнути в коло якоря значний за величиною додатковий опір для обмеження струму якоря;

– змінити полярність підведеної напруги, що здійснюється перемиканням ключів (контакторів) у схемі рис. 3.11, а (вимикаються ключі В і вмикаються ключі Н). Внаслідок механічної інерційності в початковий момент часу швидкість не зміниться і режим роботи двигуна характеризуватиметься точкою 2 на характеристиці II', відповідній зворотній полярності прикладеної напруги і увімкненому $R_{\text{д}}$. Момент двигуна стає гальмівним і під його дією й моменту опору швидкість двигуна зменшиться до нуля відповідно ділянці характеристики 2-3, що відповідає гальмуванню противмиканням (ГП).

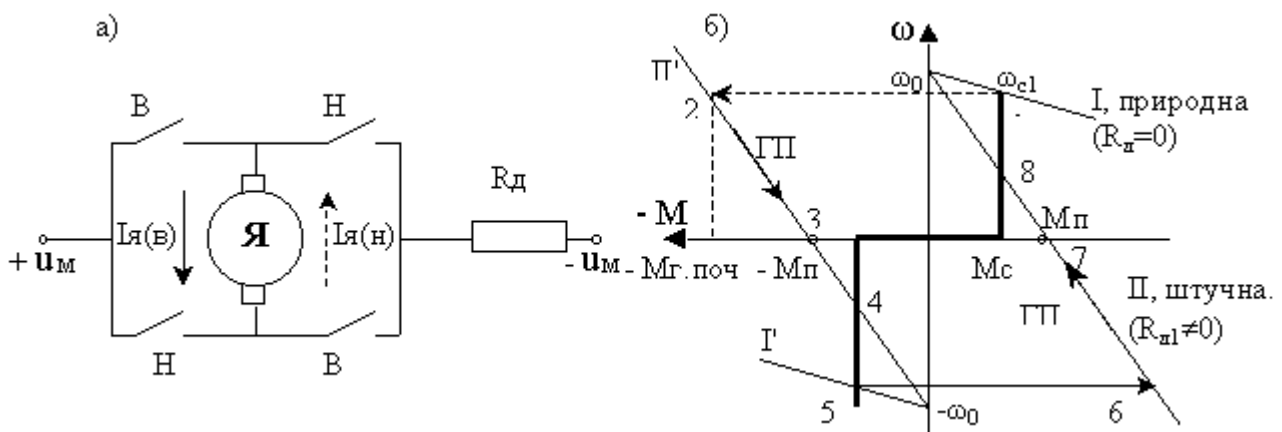


Рис. 3.11. Схема вмикання (а) та механічні характеристики (б) режиму гальмування противмиканням, шляхом зміни полярності прикладеної напруги

Якщо при $\omega=0$ момент двигуна більше моменту опору (рис. 3.11, б), то почнеться розгін у зворотному напрямку до точки 4. Разом із зміною напрямку обертання змінить знак і ЕРС двигуна, яка знову буде спрямована зустрічно прикладеній до якоря напрузі. Двигун знов перейде працювати в рушійний режим, здійснюючи розгін у зворотному напрямку. Тому, якщо потрібна тільки зупинка приводу, необхідно при $\omega=0$ якір вимкнути з мережі.

Якщо при роботі двигуна в точці 4 вимкнути додатковий опір, то двигун перейде на природну характеристику I' і розженеться до точки 5. Якщо тепер ще раз увімкнути додатковий опір і змінити полярність напруги (вимкнути ключі Н і ввімкнути В), то двигун перейде в режим гальмування противмиканням. Гальмування противмиканням і подальший розгін “Вперед” відбудеться відповідно по характеристиці 6-7, 7-8 рис. 3.11, б.

На відміну від рекуперативного гальмування в режимі противмикання вся енергія, що підводиться до двигуна як з боку мережі $P_m = U_m I_{я}$, так і з боку виробничого механізму $P_{мех} = E_{дв} I_{я}$, витрачається у вигляді теплоти на нагрів опорів якірного кола. Отже, цей режим є найменш економічним.

Якщо немає ніяких обмежень, то для побудови характеристики противмикання задаються початковим значенням гальмівного моменту (струму) $M_{г.поч} = (2,0 - 2,5)M_n$, $I_{г.поч} = (2,0 - 2,5)I_n$.

Другий спосіб гальмування противмиканням використовується для гальмівного спуску важких вантажів зі зниженою швидкістю. Для цього двигун вмикається на підйом вантажу, але в коло якоря вмикають такий додатковий опір, щоб пусковий момент двигуна виявився менше моменту, що розвивається вантажем $M_{пус} < M_c$ (активний момент опору). Через це двигун обертається у напрямку спуску вантажу. Механічна характеристика гальмування противмиканням є продовженням відповідної характеристики рушійного режиму в четвертий квадрант. Оскільки якір обертається у зворотному напрямку, то ЕРС двигуна змінює знак і діє згідно з напругою мережі. Струм у колі якоря визначається рівнянням

$$I_{\text{я}} = (U_{\text{м}} + E_{\text{об}}) / R_{\text{я}}.$$

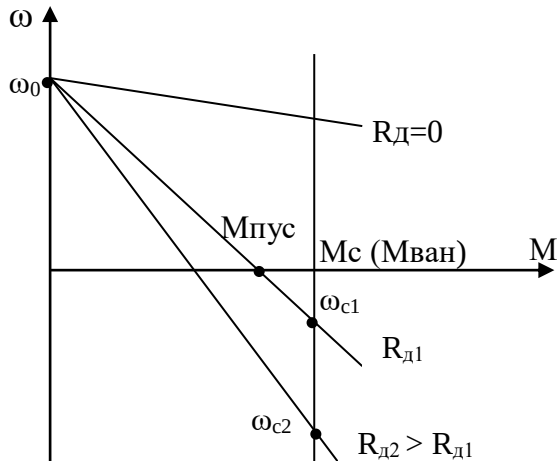


Рис. 3.12. Механічні характеристики гальмівного спуску важкого вантажу

Зі збільшенням швидкості росте струм якоря, а отже, момент двигуна, який при швидкості $\omega = \omega_{\text{с1}}$ врівноважує момент вантажу, і наступає усталений рух. Якщо вимагається, наприклад, збільшити швидкість опускання вантажу, то потрібно збільшити додатковий опір і навпаки (рис. 3.12).

Приклад 3.4. Двигун постійного струму з незалежним збудженням типу 2ПН225М ($P_{\text{н}} = 35$ кВт, $U_{\text{н}} = 220$ В, $I_{\text{н}} = 193,3$ А, $n_{\text{н}} = 1500$ об/хв, $r_{\text{я}} = r_{\text{об.я}} + r_{\text{д.н}} = 0,0524$ Ом) працює на природній механічній характеристиці із статичним моментом $M_{\text{с}} = 0,8M_{\text{н}}$. Для зупинки двигун переводиться в режим гальмування противмиканням. Визначити величину електромагнітного моменту та струму якоря на початку і в кінці гальмування, якщо в коло якоря ввімкнутий додатковий опір $R_{\text{д}} = 1,6$ Ом. Побудувати цю механічну характеристику.

Р о з в ' я з а н н я. Номінальна кутова швидкість двигуна

$$\omega_{\text{н}} = \pi n_{\text{н}} / 30 = 3,14 \cdot 1500 / 30 = 157 \text{ рад/с.}$$

Коефіцієнт ЕРС (моменту) двигуна

$$C_e = K\Phi = \frac{U_{\text{н}} - I_{\text{н}} r_{\text{я}}}{\omega_{\text{н}}} = \frac{220 - 193,3 \cdot 0,0524}{157} = 1,337 \text{ Вс/рад.}$$

Номінальний електромагнітний момент двигуна

$$M_{\text{н}} = K\Phi I_{\text{н}} = 1,337 \cdot 199,3 = 258 \text{ Н·м.}$$

Кутова швидкість двигуна в усталеному режимі при

$$M_c = 0,8M_n = 0,8 \cdot 258 = 206,4 \text{ Н}\cdot\text{м}$$

$$\omega_c = \frac{U_n}{K\Phi} - \frac{M_c r_{я}}{(K\Phi)^2} = \frac{220}{1,337} - \frac{206,4 \cdot 0,0524}{1,337^2} = 158,5 \text{ рад/с.}$$

Струм у колі якоря на початку гальмування

$$I_{г.поч} = -\frac{U_n + K\Phi\omega_c}{r_{я} + R_{\partial}} = -\frac{220 + 1,337 \cdot 158,5}{0,0524 + 1,6} = -261 \text{ А.}$$

Початковий гальмівний момент

$$M_{г.поч} = -C_e I_{г.поч} = -1,337 \cdot 261 = -349 \text{ Н}\cdot\text{м.}$$

Струм якоря при зупинці двигуна (струм короткого замикання)

$$I_{к.з} = -\frac{U_n}{r_{я} + R_{\partial}} = -\frac{220}{0,0524 + 1,6} = -133 \text{ А.}$$

Момент короткого замикання

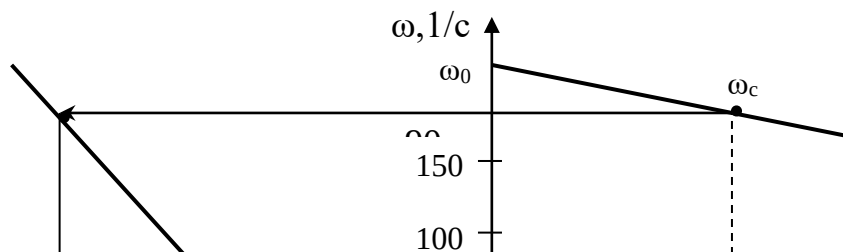
$$M_{к.з} = -C_e I_{к.з} = -1,337 \cdot 133 = -178 \text{ Н}\cdot\text{м.}$$

Для побудови природної та штучної характеристики в режимі гальмування противмиканням визначимо швидкість ідеального холостого ходу

$$\omega_0 = \frac{U_n}{K\Phi} = \frac{220}{1,337} = 164,5 \text{ рад/с.}$$

Механічні характеристики наведені на рис. 3.13.

Приклад 3.5. Визначити, який додатковий опір потрібно ввімкнути в коло якоря двигуна постійного струму незалежного збудження 2П180L ($P_n = 18,5 \text{ кВт}$, $U_n = 220 \text{ В}$, $I_n = 96,7 \text{ А}$, $n_n = 1500 \text{ об/хв}$, $r_{я} = r_{об.я} + r_{\partial.н} = 0,109 \text{ Ом}$), щоб у режимі гальмування противмиканням при опусканні вантажу $M_c = 0,8M_n$ швидкість двигуна $\omega_c = -0,5\omega_n$.



Р о з в ' я з а н н я. Номінальна кутова швидкість двигуна

$$\omega_n = \pi n_n / 30 = 3,14 \cdot 1500 / 30 = 157 \text{ рад/с.}$$

Коефіцієнт ЕРС двигуна

$$K\Phi = \frac{U_n - I_n r_{\text{я}}}{\omega_n} = \frac{220 - 1,334 \cdot 0,109}{157} = 1,334 \text{ Вс.}$$

Номінальний електромагнітний момент двигуна

$$M_n = K\Phi I_n = 1,334 \cdot 96,7 = 129 \text{ Н}\cdot\text{м.}$$

Статичний момент

$$M_c = 0,8 M_n = 0,8 \cdot 129 = 103 \text{ Н}\cdot\text{м.}$$

Усталена (статична) швидкість спуску вантажу

$$\omega_c = -0,5 \omega_n = -0,5 \cdot 157 = -78,5 \text{ рад/с.}$$

Усталене значення струму якоря

$$I_c = 0,8 I_n = 0,8 \cdot 96,7 = 77,36 \text{ А.}$$

Додатковий опір, який необхідно ввімкнути в коло якоря, щоб забезпечити задані параметри

$$R_{\partial} = \frac{U_n + K\Phi\omega_c}{I_c} - r_{\text{я}} = \frac{220 + 1,334 \cdot 78,5}{77,36} - 0,109 = 4,1 \text{ Ом.}$$

3.8. Динамічне гальмування двигуна постійного струму незалежного збудження

Якщо якір двигуна, що обертається, відключити від мережі і замкнути на додатковий опір, а обмотку збудження залишити ввімкненою до джерела напруги (рис. 3.14), то в обмотці якоря, що обертається за інерцією або під дією зовнішнього активного моменту, наводиться ЕРС.

Під дією ЕРС в замкнутому якірному колі протікатиме струм

$$I_{\text{я}} = -E_{\partial\partial} / (r_{\text{я}} + R_{\partial}) = -K\Phi\omega / (r_{\text{я}} + R_{\partial}), \quad (3.16)$$

який змінює свій знак на зворотний у порівнянні з попереднім рушійним режимом. При цьому момент двигуна $M = K\Phi I_{\text{я}} = -(K\Phi)^2 \omega / (r_{\text{я}} + R_{\partial})$ стане гальмівним.

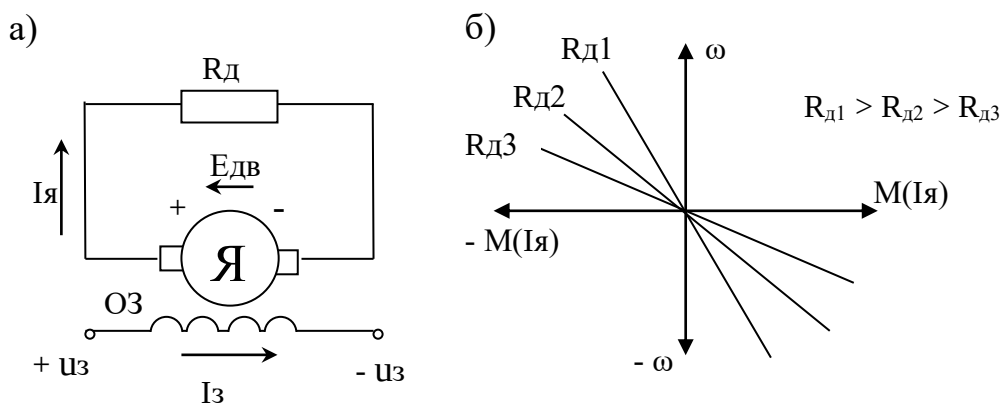


Рис. 3.14. Схема вмикання (а) та механічні характеристики (б) двигуна незалежного збудження в режимі динамічного гальмування

З наведених співвідношень рівняння електромеханічної та механічної характеристик мають вигляд:

$$\omega = -\frac{I_{\text{я}}(r_{\text{я}} + R_{\partial})}{K\Phi}; \quad \omega = -\frac{M(r_{\text{я}} + R_{\partial})}{(K\Phi)^2}.$$

Цим рівнянням відповідають характеристики, що проходять через початок координат. Сімейство характеристик для різних R_{∂} показано на рис. 3.14, б, з яких виходить, що жорсткість характеристик із зростанням R_{∂} зменшується.

З наведених характеристик також видно, що динамічне гальмування при зниженні швидкості стає малоефективним унаслідок значного зниження гальмівного моменту. У випадках необхідності збільшення гальмівного

моменту при зниженні швидкості зменшують додатковий опір, використовуючи дво- або навіть триступінчате гальмування (рис. 3.15).

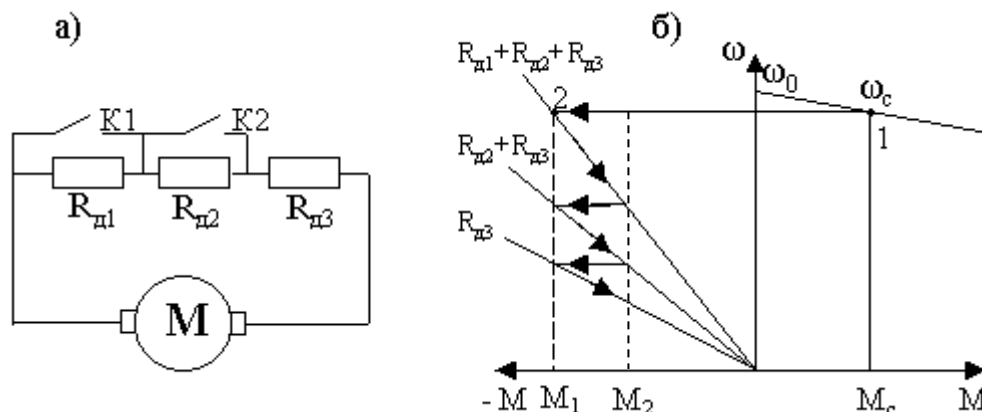


Рис. 3.15. Схема вмикання (а) та механічні характеристики (б) триступінчатого динамічного гальмування

У режимі динамічного гальмування може бути реалізована жорстка механічна характеристика при замиканні якоря накоротко ($R_d = 0$). Такі характеристики використовуються для спуску важких вантажів зі зниженою швидкістю.

Для побудови характеристик динамічного гальмування задаються значенням початкового гальмівного моменту $M_{г.поч}$, який не повинен перевищувати допустимого $M_{доп} = \lambda_{об} M_n$, де $\lambda_{об} = (2,0 \dots 2,5)$ – перевантажувальна здатність двигуна звичайного виконання. З енергетичної точки зору цей спосіб гальмування вигідніше за режим противмикання, оскільки з мережі споживається тільки енергія збудження.

Приклад 3.6. Двигун постійного струму незалежного збудження типу 2ПН132L ($P_n = 5,5$ кВт, $U_n = 220$ В, $I_n = 31,1$ А, $n_n = 1500$ об/хв) працює на природній механічній характеристиці $M_c = 0,8 M_n$. Для зупинки двигун переводиться в режим динамічного гальмування. Визначити: а) ККД при номінальному навантаженні; б) величину внутрішнього опору якоря r_a , враховуючи, що при номінальному навантаженні постійні втрати рівні змінним; в) величину додаткового опору, увімкнутого в коло якоря, щоб початковий гальмівний момент $M_{г.поч} = -2 M_n$.

Розв'язання. Номінальна кутова швидкість

$$\omega_n = \pi n_n / 30 = 3,14 \cdot 1500 / 30 = 157 \text{ рад/с.}$$

ККД при номінальному навантаженні

$$\eta = \frac{P_n}{U_n I_n} = \frac{5500}{220 \cdot 31,1} = 0,8.$$

Внутрішній опір якоря

$$r_{я} = 0,5 \frac{U_H}{I_H} (1 - \eta) = 0,5 \frac{220}{31,1} (1 - 0,8) = 0,7 \text{ Ом.}$$

Конструктивний коефіцієнт (коефіцієнт ЕРС)

$$C_e = K\Phi = \frac{U_H - I_H r_{я}}{\omega_H} = \frac{220 - 31,1 \cdot 0,7}{157} = 1,26 \text{ Вс/рад.}$$

Номінальний момент двигуна

$$M_H = K\Phi I_H = 1,26 \cdot 31,1 = 39,2 \text{ Н·м.}$$

Статичний момент

$$M_c = 0,8 M_H = 0,8 \cdot 39,2 = 31,4 \text{ Н·м.}$$

Швидкість усталеного руху (статична) в рушійному режимі

$$\omega_c = \frac{U_H}{K\Phi} - \frac{M_c r_{я}}{(K\Phi)^2} = \frac{220}{1,26} - \frac{31,4 \cdot 0,7}{1,26^2} = 161 \text{ рад/с.}$$

Початкове значення струму якоря в режимі динамічного гальмування

$$I_{г.поч.} = -\frac{M_{г.поч.}}{K\Phi} = \frac{-2M_H}{K\Phi} = \frac{-2 \cdot 39,2}{1,26} = -62,2 \text{ А.}$$

Додатковий опір, який потрібно ввімкнути в коло якоря, щоб обмежити струм на такому рівні

$$R_o = \frac{K\Phi \omega_c}{I_{г.поч.}} - r_{я} = \frac{1,26 \cdot 161}{62,2} - 0,7 = 2,56 \text{ Ом.}$$

3.9. Побудова пускових характеристик і графічний розрахунок додаткових опорів

Для реалізації плавного пуску, обмеження стрибків струму при пуску, гальмуванні та переході з однієї характеристики на іншу необхідно відповідним чином побудувати пускові (реостатні) характеристики і розрахувати додаткові опори. Сукупність реостатних характеристик, за якими протікає процес розгону двигуна при автоматичному керуванні, називається пусковою діаграмою.

Опір ступенів пускового реостата розраховується таким чином, щоб при їх закорочуванні струм якоря (момент) змінювався в наперед вибраних межах: пусковий струм (момент) $I_1(M_1)$, струм (момент) перемикання $I_2(M_2)$.

Перш за все потрібно вирішити питання про максимальний струм (момент) при пуску двигуна. Якщо не вказано яких-небудь спеціальних обмежень, то звичайно приймається для двигунів загальнопромислового виконання пусковий струм $I_1 \leq 2,5I_n$ і, отже, $M_1 \leq 2,5M_n$. Інколи значення пускового струму (моменту) обмежується не умовами задовільної комутації, а гранично допустимим моментом за умов прискорення приводу (пасажирські ліфти), що вимагається необхідністю вибору люфтів або слабкого місця каната в підйомних механізмах. Для цих механізмів застосовують попередню ступінь пускового реостата, яку використовують також для гальмування противмиканням.

Для нормального пуску струм (момент) перемикання $I_2(M_2)$, при якому двигун повинен перейти на іншу характеристику (шунтується частина опору), вибирається з умови $I_2 > I_c$ (.

За відсутності додаткових умов найчастіше попередньо вибирають: $I_2 \geq (1,1...1,3)I_c$; $M_2 \geq M_c(1,1...1,3)$. Це забезпечує мінімальну кількість ступеней пускового реостата.

Нехай вимагається побудувати пускові характеристики при пуску двигуна в три ступіні ($m=3$) і розрахувати графічним способом додаткові опори. Порядок побудови пускових характеристик:

- будується природна характеристика;
- задаються пусковим струмом $I_1 = (2,0...2,5)I_n$ або пусковим моментом $M_1 = (2,0...2,5)M_n$;
- задаються струмом перемикання $I_2 \geq (1,1...1,3)I_c$ або моментом перемикання $M_2 \geq (1,1...1,3)M_c$;
- після вибору $I_1 (M_1)$ будується перша пускова характеристика (рис. 3.16), яка повинна пройти через точки $\omega = \omega_0$ і $I = I_1$ (або $M = M_1$);
- у міру розгону зростає ЕРС двигуна, внаслідок чого зменшується струм якоря. Як тільки $I_a = I_2$, необхідно зашунтувати за допомогою ключа К1 частину пускового реостата (додатковий опір $R_{д1}$) (рис. 3.17).

При цьому струм повинен збільшитися до значення I_1 . Отже, друга пускова характеристика повинна пройти через точку 3 і $\omega = \omega_0$ (рис. 3.16). Аналогічним чином будуються наступні пускові характеристики.

При правильно вибраних пускових характеристиках перехід зі штучної характеристики на природну призводить до збільшення струму до значення I_1 .

Якщо цього не відбулося, то потрібно змінити величину струму I_2 і повторити побудови. Причому зі збільшенням I_2 кількість ступіней пускового реостата збільшується і навпаки.

Для графічного розрахунку додаткових опорів використовують пускові характеристики та метод відрізків. Згідно з рис. 3.16 $\Delta\omega_2 = I_1 R_{я2} / K\Phi$, $\Delta\omega_3 = I_1 R_{я3} / K\Phi$.

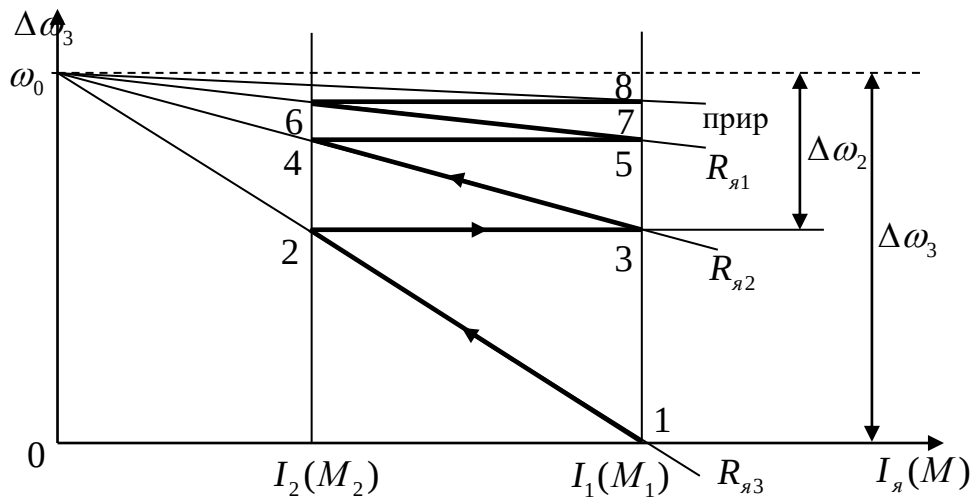


Рис. 3.16. До розрахунку пускових характеристик двигуна незалежного збудження

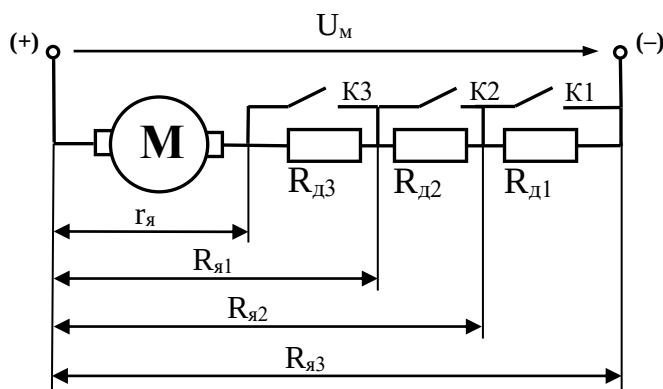


Рис. 3.17. Схема вмикання двигуна постійного струму при пуску в три ступіні

Узявши відношення, отримаємо

$$\Delta\omega_3 / \Delta\omega_2 = R_{я3} / R_{я2},$$

звідки

$$R_{я2} = R_{я3} \Delta\omega_2 / \Delta\omega_3.$$

З урахуванням того, що $\Delta\omega_3 \sim \ell_{8-1}$, а $\Delta\omega_2 \sim \ell_{8-3}$, маємо

$$R_{я2} = \frac{R_{я3}}{\ell_{8-1}} \cdot \ell_{8-3} = m_R \ell_{8-3}, \quad (3.17)$$

де $m_R = R_{я3} / \ell_{8-1}$ – масштаб опорів; $R_{я3} = U_m / I_1$ – опір для першої пускової характеристики; ℓi – довжина відповідного відрізка.

Аналогічно з (3.17) маємо $R_{я1} = m_R \ell_{8-5}$.

Знаючи $R_{я1} - R_{я3}$, знаходять згідно з позначеннями, прийнятими на рис. 3.17, опори $R_{\partial1} - R_{\partial3}$.

3.10. Аналітичний розрахунок додаткових опорів

Залежність, що дозволяє аналітично розраховувати додаткові опори, визначається за допомогою рівняння струму якоря для точок 2 і 3 (рис. 3.16). Оскільки для цих точок ЕРС двигуна залишається незмінною, то

$$I_2 = \frac{U_{\text{м}} - E_{\partial\partial}}{R_{я3}}; I_1 = \frac{U_{\text{м}} - E_{\partial\partial}}{R_{я2}}.$$

Узявши відношення, отримаємо:

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{R_{я3}}{R_{я2}}. \quad (3.18)$$

Аналогічно з (3.18) маємо:

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{R_{я3}}{R_{я2}} = \frac{R_{я2}}{R_{я1}} = \frac{R_{я1}}{r_{я}} = \lambda. \quad (3.19)$$

Звідки

$$R_{я1} = r_{я} \lambda; R_{я2} = R_{я1} \lambda = r_{я} \lambda^2; R_{я3} = r_{я} \lambda^3.$$

У загальному випадку

$$R_{ям} = r_{я} \lambda^m, \quad (3.20)$$

звідки

$$\lambda = \sqrt[m]{R_{ям} / r_{я}} = \sqrt[m]{U_{\text{м}} / r_{я} I_1}, \quad (3.21)$$

де m – кількість ступіней пускового реостата.

При пуску в три ступіні додаткові опори визначаються як:

$$R_{\partial1} = \lambda^{m-1}(\lambda - 1)r_{я} \text{ або } R_{\partial1} = R_{я3} - R_{я2}; R_{\partial2} = \lambda^{m-2}(\lambda - 1)r_{я}; R_{\partial3} = (\lambda - 1)r_{я}.$$

Порядок побудови пускових характеристик і розрахунку додаткових опорів аналітичним способом:

- будується природна механічна характеристика;
- задаються кількістю ступіней пускового реостата $m = 3...5$, пусковим струмом $I_1 = (2, 0...2, 5)I_{\text{н}}$ або моментом $M_1 = (2, 0...2, 5)M_{\text{н}}$;

- знаючи I_1 , знаходять $R_{ят} = U_m / I_1$;
- згідно з (3.21) знаходять λ , а потім струм перемикавання $I_2 = I_1 / \lambda$;
- за знайденими значеннями I_1 і I_2 будують, як і у попередньому випадку, (рис. 3.16) пускові характеристики;
- використовуючи залежність (3.20), знаходять опір $R_{я1} \dots R_{ят}$, а потім додаткові опори $R_{\partial 1} \dots R_{\partial 3}$.

Приклад 3.7. Для двигуна постійного струму з незалежним збудженням типу 2ПН160L ($P_n = 11$ кВт, $U_n = 220$ В, $I_n = 58,4$ А; $n_n = 1500$ об/хв; $r_{я} = r_{об.я} + r_{\partial.n} = 0,234$ Ом) потрібно розрахувати аналітичним і графічним методами опори ступіней пускового реостата (додаткові опори) при пуску в три ступіні. Розраховувати також ступінь противмикання. Прийняти максимальний пусковий струм $I_1 = 125$ А, а $I_{г.поч} = -125$ А при $\omega = \omega_n$. Схема вмикання двигуна без ступіні противмикання наведена на рис. 3.17. Прийняти $M_c = 0,8M_n$.

Аналітичний метод розрахунку.

Відношення пускового струму до струму перемикавання

$$\lambda = I_1 / I_2 = \sqrt[3]{\frac{U_n}{I_1 r_{я}}} = \sqrt[3]{\frac{220}{125 \cdot 0,234}} = 1,96.$$

Опори пускових характеристик:

$$R_{я3} = r_{я} \cdot \lambda^3 = 0,234 \cdot 1,96^3 = 1,75 \text{ Ом};$$

$$R_{я2} = r_{я} \cdot \lambda^2 = 0,234 \cdot 1,96^2 = 0,9 \text{ Ом};$$

$$R_{я1} = r_{я} \cdot \lambda = 0,234 \cdot 1,96 = 0,46 \text{ Ом}.$$

Додаткові опори для кожної ступіні пускового реостата:

$$R_{\partial 1} = R_{я3} - R_{я2} = 1,75 - 0,9 = 0,86 \text{ Ом};$$

$$R_{\partial 2} = R_{я2} - R_{я1} = 0,9 - 0,46 = 0,44 \text{ Ом};$$

$$R_{\partial 3} = R_{я1} - r_{я} = 0,46 - 0,234 = 0,226 \text{ Ом}.$$

Сумарний опір пускових реостатів

$$R_{\Sigma} = R_{я3} - r_{я} = 1,75 - 0,234 = 1,516 \text{ Ом}.$$

Графічний метод розрахунку.

Номінальна кутова швидкість

$$\omega_n = \pi \cdot n_n / 30 = 3,14 \cdot 1500 / 30 = 157 \text{ рад/с}.$$

Коефіцієнти ЕРС двигуна (конструктивний коефіцієнт)

$$C_e = K\Phi = (U_n - I_n r_{я}) / \omega_n = (220 - 58,4 \cdot 0,234) / 157 = 1,31 \text{ В} \cdot \text{с/рад}.$$

Швидкість ідеального холостого ходу

$$\omega_0 = U_n / K\Phi = 220 / 1,31 = 168 \text{ рад/с}.$$

За отриманими даними будується природна характеристика (рис. 3.18) $\omega = f(I_{я})$, яка проходить через точки з координатами: $I_{я} = 0$, $\omega = \omega_0$; $I_{я} = I_n$, $\omega = \omega_n$.

Струм перемикання

$$I_2 = I_1 / \lambda = 125 / 1,96 = 64 \text{ А}.$$

Знаючи I_1 та I_2 , будують пускові характеристики, починаючи з характеристики, що відповідає $R_{я3}$, яка проходить через координати: $\omega = \omega_0$, $I_{я} = 0$, $I_{я} = I_1$; $\omega = 0$ (див. рис. 3.18).

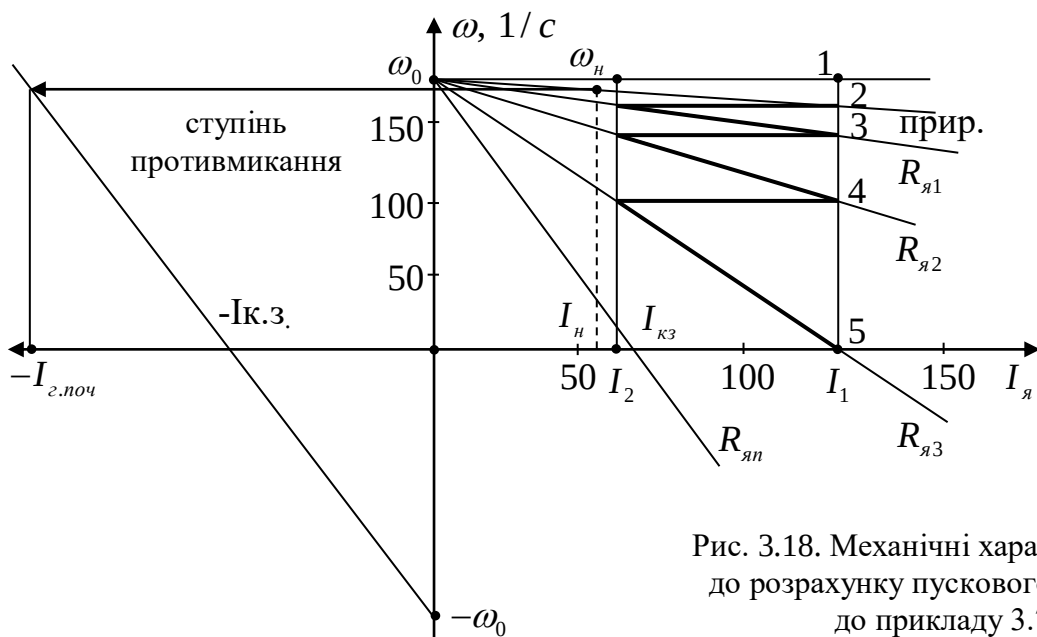


Рис. 3.18. Механічні характеристики до розрахунку пускового реостата до прикладу 3.7

Згідно з позначеннями рис. 3.18 маємо:

$$R_{я3} = U_n / I_1 = 220 / 125 = 1,76 \text{ Ом};$$

$$R_{я2} = \frac{R_{я3}}{\ell_{1-5}} \ell_{1-4} = 1,76 \cdot 0,50 = 0,89 \text{ Ом};$$

$$R_{я1} = \frac{R_{я3}}{\ell_{1-5}} \cdot \ell_{1-3} = 1,76 \cdot 0,25 = 0,45 \text{ Ом}.$$

Опір ступіні противмикання:

$$R_{яп} = \frac{U_n}{I_{к.з}} = \frac{220}{66} = 3,94 \text{ Ом.}$$

При цьому аналітичний і графічний методи розрахунку дали достатньо близькі результати.

3.11. Динамічні властивості двигуна постійного струму незалежного збудження

Двигун незалежного збудження є найпоширенішим типом двигунів постійного струму. При його математичному описі будемо вважати, що розмагнічувальна дія реакції якоря компенсується, а результуюча індуктивність якоря, зумовлена потоками розсіювання обмотки якоря, компенсаційних і додаткових полюсів, постійна. Не враховується також розмагнічувальна дія вихрових струмів, що виникають у масивних частинах магнітопроводу, а індуктивність обмотки збудження приймається постійною. При прийнятих допущеннях рівняння напруг для кола збудження та якоря можна зобразити у вигляді:

$$U_z = i_z R_z + L_z p i_z = i_z R_z (1 + T_z p); \quad (3.22)$$

$$U_y = i_y R_y + L_y p i_y + e_{ов} = i_y R_y (1 + T_y p) + e_{ов}, \quad (3.23)$$

де $p = d / dt$ – оператор диференціювання; $e_{ов} = K\Phi\omega$ – ЕРС двигуна.

Структурна схема електро механічного перетворення енергії, що відповідає (3.22) і (3.23) з урахуванням $M = K\Phi \cdot i_y$ і рівняння руху (2.16), наведена на рис. 3.19,

де K – конструктивна стала двигуна; $K_\phi = \frac{\Delta\Phi}{\Delta i_z}$.

На структурній схемі надано два можливі канали керування: а) канал керування полем двигуна, якому відповідає керуюча дія U_z ; б) канал керування колом якоря з керуючою дією U_y . За відсутності реакції якоря електромагнітні процеси в колі збудження протікають незалежно від процесів у якорному колі. При цьому процеси в якорному колі залежать від змін магнітного потоку Φ .

Коло збудження при прийнятих вище допущеннях представлене аперіодичною ланкою зі сталою часу $T_z = L_z / R_z$.

Індуктивність збудження може бути визначена за формулою

$$L_z = 2Z_n K_z W_{оз} \Phi_n / I_{з.н}, \quad (3.24)$$

де Z_n – кількість пар полюсів; $W_{оз}$ – кількість витків обмотки збудження; Φ_n – номінальний потік одного полюса; $K_z = 1 + (0,5 - 0,7)(\sigma - 1)$ – коефіцієнт, що враховує той факт, що частина потоку розсіювання зчеплена не зі всіма витками обмотки збудження; $\sigma = 1,1 \dots 1,15$ – коефіцієнт розсіювання.

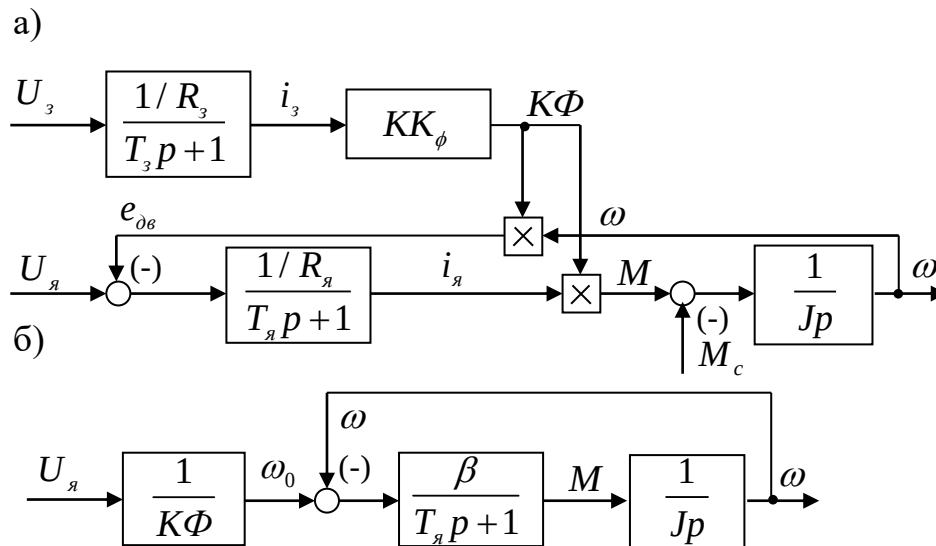


Рис. 3.19. Структурні схеми електро механічного перетворювання енергії в двигуні постійного струму з незалежним збудженням

Збільшення індуктивності обмотки збудження при ослабленні магнітного потоку може бути враховано в (3.24) коефіцієнтом насичення $K_{нас} = I_{з,н} / I_{з,лін}$, де $I_{з,лін}$ – струм збудження, необхідний для створення номінального магнітного потоку за відсутності насичення (рис. 3.20).

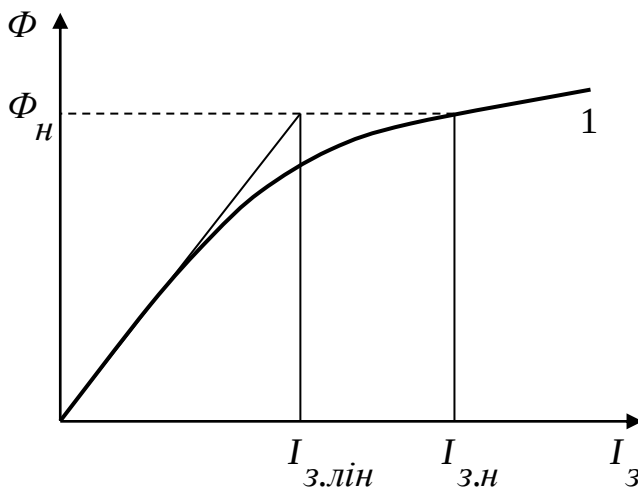


Рис. 3.20. До визначення індуктивності обмотки збудження на лінійній ділянці кривої намагнічування 1

При роботі на нелінійній ділянці кривої намагнічування індуктивність зменшується й визначається як

$$L_{з,нас} = 2Z_n W_z K_z (d\Phi / di_z).$$

Найчастіше стала часу обмотки збудження у двигунів від одного до декількох тисяч кіловатів змінюється в межах $T_z = 0,2 \dots 5$ с.

Зміна потоку Φ вносить нелінійність в математичний опис процесів перетворення енергії навіть при ненасиченому магнітному колі у зв'язку з наявністю в схемі рис. 3.19 добутків $e = k\phi\omega$ і $M = k\phi i_y$.

Після перетворень (3.23) з урахуванням $M = K\Phi \cdot i_{\text{я}}$ математичний опис процесів перетворення енергії можна подати у вигляді рівняння динамічної механічної та електромеханічної характеристик:

$$\omega = \frac{U_{\text{я}}}{K\Phi} - \frac{R_{\text{я}}}{(K\Phi)^2} (1 + T_{\text{я}} p) M; \quad (3.25)$$

$$\omega = \frac{U_{\text{я}}}{K\Phi} - \frac{R_{\text{я}}}{K\Phi} (1 + T_{\text{я}} p) i_{\text{я}}, \quad (3.26)$$

де $T_{\text{я}} = L_{\text{я}} / R_{\text{я}}$ – стала часу якірного кола; $L_{\text{я}} = C \frac{U_{\text{н}}}{Z_{\text{н}} I_{\text{н}} \omega_{\text{н}}}$ – індуктивність якоря двигуна; $C = 0,1 \dots 0,2$ – для компенсованих машин і $C = 0,6$ – для некомпенсованих; $Z_{\text{н}}$ – кількість пар полюсів.

Стала часу якірного кола двигунів середньої та великої потужності при роботі на природній характеристиці коливається в межах $T_{\text{я}} = (0,01 \dots 0,2)$ с.

Із сумісного рішення (3.23) і рівняння руху $M - M_{\text{с}} = J d\omega / dt$ знаходимо вираз для передаточної функції двигуна у вигляді коливальної ланки

$$W_{\text{дв}(p)} = \frac{\omega(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = \frac{K_{\text{дв}}}{T_{\text{я}} T_{\text{м}} p^2 + T_{\text{м}} p + 1}, \quad (3.27)$$

де $K_{\text{дв}} = 1 / K\Phi$ – коефіцієнт передачі двигуна, $T_{\text{м}} = J R_{\text{я}} / (K\Phi)^2$ – електромеханічна стала часу, яка змінюється в більш широких межах, ніж $T_{\text{я}}$; J – сумарний момент інерції, $U_{\text{вх}} = U_{\text{я}} - I_{\text{с}} R_{\text{я}}$ – вхідна дія.

Із (3.27) характеристичне рівняння $T_{\text{м}} T_{\text{я}} p^2 + T_{\text{м}} p + 1 = 0$ має корені:

$$p_{1-2} = -\frac{1}{2T_{\text{я}}} \pm \sqrt{\frac{T_{\text{м}} - 4T_{\text{я}}}{4T_{\text{м}} T_{\text{я}}}}. \quad (3.28)$$

Із (3.28) випливає, що якщо $T_{\text{м}} > 4T_{\text{я}}$, то обидва корені дійсні та від'ємні, чому відповідає монотонний перехідний процес. Вільна складова перехідного процесу при цьому описується виразом

$$\omega_{\text{віль}} = C_1 e^{p_1 t} + C_2 e^{p_2 t}. \quad (3.29)$$

Причому при $t \rightarrow \infty$, $\omega_{\text{віль}} \rightarrow 0$ і, отже, перехідний процес є затухаючим. У цьому випадку коливальну ланку можна подати двома аперіодичними ланками

$$W_{\text{дв}(p)} = \frac{K_{\text{дв}}}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)},$$

сталі часу T_1 і T_2 знаходяться з умови:

$$T_1 T_2 = T_M T_J ; T_1 + T_2 = T_M .$$

Для розглядуваного випадку перехідна функція має вигляд

$$H(t) = K_{\partial\theta} \left[1 - \frac{T_1}{T_1 - T_2} e^{-t/T_1} + \frac{T_2}{T_1 - T_2} e^{-t/T_2} \right] .$$

При $T_M < 4T_J$ корені характеристичного рівняння комплексно-спряжені з від'ємною дійсною частиною $p_{1-2} = -\alpha \pm j\psi$, де $\alpha = 1/2T_J$ – коефіцієнт, що характеризує загасання коливань; $\psi = \sqrt{\frac{4T_J - T_M}{4T_J^2 T_M}}$ – частота вільних коливань.

Вільна складова перехідного процесу в цьому випадку має вигляд

$$\omega_{\text{віль}} = e^{-\alpha t} (C_3 \sin \psi t + C_4 \cos \psi t) , \quad (3.30)$$

де C_3 і C_4 – сталі інтегрування, які визначаються з початкових умов.

Динамічні властивості двигуна зручно аналізувати, якщо уявити (3.27) у вигляді типової коливальної ланки

$$W_{\partial\theta(p)} = \frac{K_{\partial\theta}}{T_{\partial\theta}^2 P^2 + 2\xi T_{\partial\theta} P + 1} . \quad (3.31)$$

Зіставляючи (3.27) і (3.31), маємо

$$T_{\partial\theta}^2 = T_M T_J ; 2\xi T_{\partial\theta} = T_M ,$$

звідки коефіцієнт демпфірування (затухання) коливань:

$$\xi = 0,5 \sqrt{T_M / T_J} . \quad (3.32)$$

Зв'язок резонансної частоти $\psi_0 = 1/T_{\partial\theta} = 1/\sqrt{T_M T_J}$ з частотою власних демпфированих коливань визначається як $\psi = \psi_0 \sqrt{1 - \xi^2}$.

Таким чином, поведінка двигуна постійного струму характеризується відношенням сталих часу T_M / T_J , від якого залежить коефіцієнт демпфірування та коливальність перехідного процесу (рис. 3.21).

З наведеного рисунка виходить, що при $\xi > \frac{\sqrt{2}}{2}$ ($T_M > 2T_J$) має місце монотонний перехідний процес, при якому похідна швидкості не змінює знаку, а при $0,5 < \xi < \frac{\sqrt{2}}{2}$ ($T_J < T_M < 2T_J$) – аперіодичний перехідний процес, коли похідна

швидкості змінюється тільки один раз. Якщо $\xi \leq 0,5$ ($T_m \leq T_y$), коливальний перехідний процес (похідна швидкості змінює знак більше одного разу).

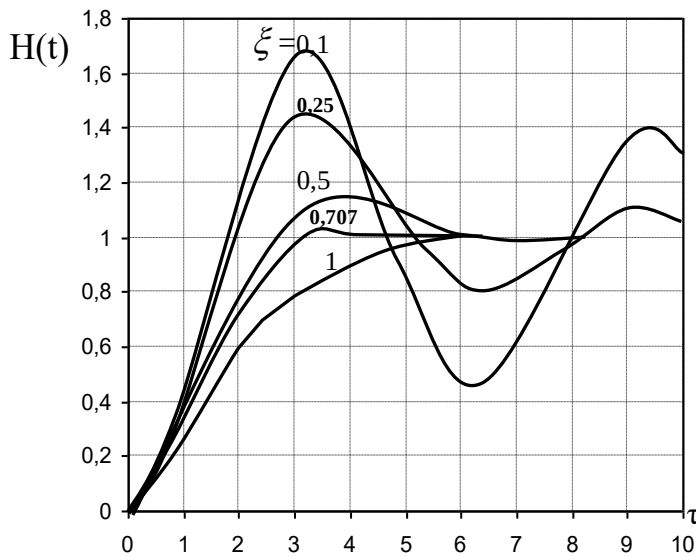


Рис. 3.21. Перехідні характеристики $H(\tau)$ коливальної ланки у функції відносно часу $\tau = t / T_{06}$

Залежно від значення ξ маємо такі вирази перехідної функції:

1) $\xi > 1$ – обидва корені дійсні та від’ємні

$$H(t) = K_{06} \left[1 - \frac{r_2}{r_2 - r_1} e^{-r_1 t / T_{06}} + \frac{r_1}{r_2 - r_1} e^{-r_2 t / T_{06}} \right],$$

де $r_1 = \xi - \sqrt{\xi^2 - 1}$; $r_2 = \xi + \sqrt{\xi^2 - 1}$;

2) $\xi < 1$ – комплексно-спряжені корені

$$H(t) = K_{06} \left[1 - \frac{e^{-\xi t / T_{06}}}{r} \sin \left(r \cdot \frac{t}{T_{06}} + \phi \right) \right],$$

де $r = \sqrt{1 - \xi^2}$; $\phi = \arctg \frac{r}{\xi}$.

3) $\xi = 1$ – відповідає критичному випадку (один кратний корінь)

$$H(t) = K_{06} \left[1 - \left(1 + \frac{t}{T_{06}} \right) e^{-t / T_{06}} \right].$$

Досить несприятливе поєднання параметрів T_m і T_y , які визначають якість перехідних процесів, має місце при $T_m < T_y$. У цьому випадку $\xi < 0,5$ і, отже, слабке демпфірування коливань.

Заводи виготовляють двигуни, для яких $T_m > T_y$. Але вмикання додаткових індуктивностей у коло якоря може порушити цю умову. Для двигунів спеціального призначення (приводи роботів і подач верстатів) коефіцієнт демпфірування може бути менше одиниці $\xi \geq (0,4 \dots 0,5)$.

Для електроприводів, у яких $T_m > 4T_{\text{я}}$, можна нехтувати електромагнітною сталою часу, вважаючи що $T_{\text{я}} = 0$. При цьому передаточна функція двигуна набуває вигляду:

$$W_{\text{дв}}(p) = \frac{\omega(p)}{U(p)} = \frac{K_{\text{дв}}}{T_m p + 1},$$

тобто стає аперіодичною ланкою, перехідна функція якої

$$H(t) = (1 - e^{-t/T_m}) \cdot K_{\text{дв}}.$$

Під час проектування та дослідження електроприводів передаточну функцію двигуна постійного струму звичайно уявляють у вигляді послідовного з'єднання двох ланок (рис. 3.22): аперіодичної, отриманої на базі (3.23), та інтегруючої – за допомогою рівняння руху (2.16).

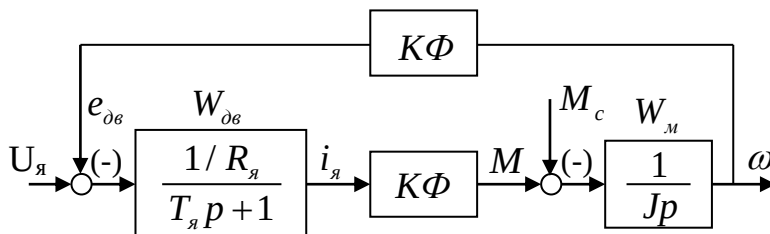


Рис. 3.22. Структурна схема двигуна постійного струму у вигляді двох ланок

Приклад 3.8. Визначити динамічні показники електроприводу з двигуном постійного струму 2ПН200М ($P_n = 36$ кВт, $U_n = 220$ В, $I_n = 185$ А, $n_n = 2200$ об/хв, $n_{\text{макс}} = 3500$ об/хв, $r_{\text{об.я}} = 0,026$ Ом, $r_{\text{д.н}} = 0,016$ Ом, $R_{\text{оз}} = 46$ Ом, $J_{\text{дв}} = 0,25$ кг·м², кількість пар полюсів $Z_n = 4$) при сумарному моменті інерції $J = 2J_{\text{дв}}$.

Р о з в ' я з а н н я. Внутрішній опір якоря

$$r_{\text{я}} = r_{\text{об.я}} + r_{\text{д.н}} = 0,026 + 0,016 = 0,042 \text{ Ом.}$$

Сумарний момент інерції системи

$$J = 2J_{\text{дв}} = 2 \cdot 0,25 = 0,5 \text{ кг·м}^2.$$

Індуктивність якоря для некомпенсованої машини

$$L_{\text{я}} = C \frac{U_n}{Z_n \omega_n I_n} = 0,6 \frac{220}{4 \cdot 230,3 \cdot 185} = 0,8 \cdot 10^{-3} \text{ Гн,}$$

де $\omega_n = \frac{\pi n_n}{30} = \frac{3,14 \cdot 2200}{30} = 230,3$ рад/с – номінальна кутова швидкість двигуна.

Електромагнітна стала часу

$$T_{\text{я}} = \frac{L_{\text{я}}}{r_{\text{я}}} = \frac{0,8 \cdot 10^{-3}}{0,042} = 0,018 \text{ с.}$$

Конструктивний коефіцієнт двигуна

$$K\Phi = \frac{U_{\text{н}} - I_{\text{н}} r_{\text{я}}}{\omega_{\text{н}}} = \frac{220 - 185 \cdot 0,042}{230,3} = 0,92 \text{ В} \cdot \text{с/рад.}$$

Електромеханічна стала часу приводу

$$T_{\text{м}} = \frac{J r_{\text{я}}}{(K\Phi)^2} = \frac{0,5 \cdot 0,042}{0,92^2} = 0,025 \text{ с.}$$

Співвідношення сталих часу приводу

$$m = \frac{T_{\text{м}}}{T_{\text{я}}} = \frac{0,025}{0,018} = 1,39.$$

Отже, даний привід є коливальною ланкою з коефіцієнтом загасання

$$\xi = 0,5 \sqrt{\frac{T_{\text{м}}}{T_{\text{я}}}} = 0,5 \sqrt{m} = 0,5 \sqrt{1,39} = 0,59.$$

Згідно з рис. 3.21 перерегулювання при стрибку керуючого впливу не перевищує 15%.

Передаточна функція двигуна

$$W_{\partial \Theta(p)} = \frac{K_{\partial \Theta}}{T_{\text{м}} T_{\text{я}} p^2 + T_{\text{м}} p + 1} = \frac{K_{\partial \Theta}}{T_{\partial \Theta}^2 p^2 + 2\xi T_{\partial \Theta} p + 1},$$

характеристичне рівняння якої

$$T_{\text{м}} T_{\text{я}} p^2 + T_{\text{м}} p + 1 = 0 \text{ або } T_{\partial \Theta}^2 p^2 + 2\xi T_{\partial \Theta} p + 1 = 0$$

має комплексно-спряжені корені:

$$p_{1-2} = -\alpha \pm j\psi \text{ або } p_{1-2} = \frac{1}{T_{\partial \Theta}} \left[-\xi \pm j\sqrt{1 - \xi^2} \right],$$

$$\text{де } \alpha = \frac{1}{2T_{\text{я}}} = \frac{1}{2 \cdot 0,018} = 27,8, \quad \psi = \sqrt{\frac{4T_{\text{я}} - T_{\text{м}}}{4T_{\text{я}}^2 T_{\text{м}}}} = 38.$$

Рівняння перехідного процесу при пуску двигуна вхолосту

$$\omega(t) = \omega_0 \left[1 - e^{-27,8t} (\cos 38t + A \sin 38t) \right],$$

де $A = \frac{1}{2T_{\text{я}}\psi} = \frac{1}{2 \cdot 0,0018 \cdot 38} = 0,73$; $\omega_0 = K_{\text{об}} U_n = \frac{U_n}{K\Phi} = \frac{220}{0,92} = 239,1$ рад/с.

3.12. Рівняння та характеристики двигунів постійного струму послідовного збудження

Двигуни послідовного збудження застосовуються в підйомно-транспортних механізмах, де необхідний великий момент при малих швидкостях (підйом важкого вантажу) і, навпаки, великі швидкості при малих навантаженнях (підйом вантажозахоплювального пристрою). Це дозволяє підвищити їх продуктивність. Схема вмикання двигуна без урахування вихрових струмів під час швидких змін потоку наведена на рис. 3.23, а.

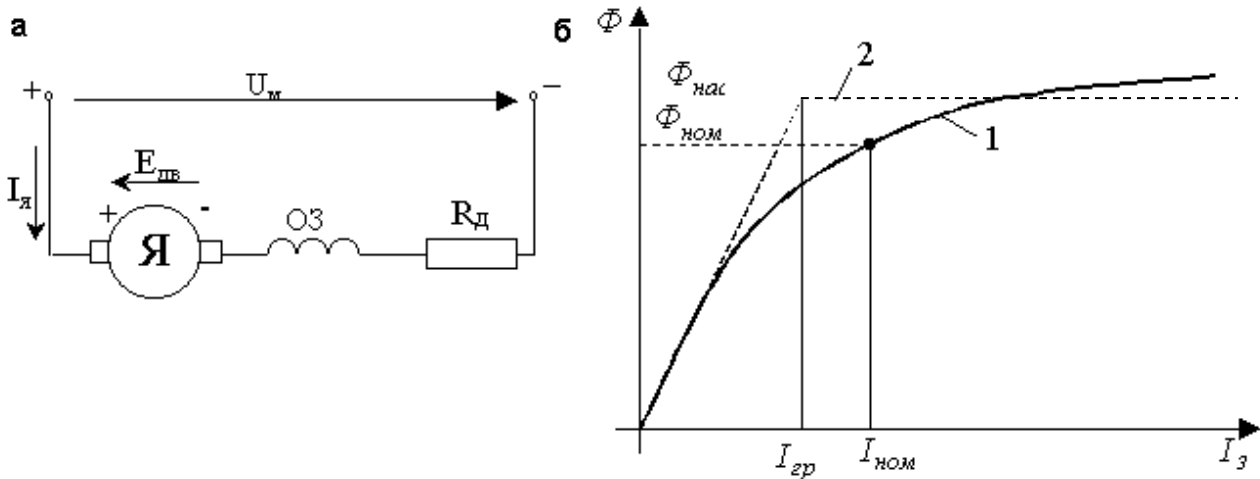


Рис. 3.23. Схема вмикання (а) та характеристика намагнічування (б) двигуна постійного струму послідовного збудження

Характерною особливістю цього двигуна є те, що обмотка збудження включена послідовно в коло якоря. Тому магнітний потік є нелінійною функцією струму якоря $\Phi = f(I_{\text{я}})$. Двигун послідовного збудження описується такими ж рівняннями, що й двигун незалежного збудження, але магнітний потік є функцією струму якоря. При цьому рівняння механічної та електромеханічної характеристик мають вигляд:

$$\omega = \frac{U_m}{K\Phi(I_{\text{я}})} - \frac{M(r_{\text{я}} + R_{\text{д}})}{[K\Phi(I_{\text{я}})]^2}; \quad (3.33)$$

$$\omega = \frac{U_m - I_{\text{я}}(r_{\text{я}} + R_{\text{д}})}{K\Phi(I_{\text{я}})}. \quad (3.34)$$

Однак самі характеристики будуть нелінійними і відрізнятися від характеристик двигуна незалежного збудження. Це зумовлено залежністю потоку двигуна від струму якоря, яку важко описати аналітично. У зв'язку з цим для наближеного аналізу електромеханічних властивостей двигуна характеристика намагнічування апроксимується двома відрізками прямих, як це показано на рис. 3.23, б (ламана лінія 2). Причому, якщо $I_{я} < I_{cp}$ магнітний потік пропорційний струму якоря $\Phi = K_{\phi} I_{я}$, а при $I_{я} \geq I_{cp}$ – приймається постійним і рівним $\Phi = \Phi_{нас} = const$.

Згідно з прийнятою апроксимацією характеристики намагнічування механічна і електромеханічна характеристики (3.33) і (3.34) мають різний вигляд у залежності від струму якоря. Якщо $I_{я} < I_{cp}$, то $K_{\phi} = const$ і ці рівняння набувають вигляду:

$$\omega = \frac{U_{м}}{\sqrt{KK_{\phi}M}} - \frac{r_{я} + R_{\partial}}{KK_{\phi}}; \quad (3.35)$$

$$\omega = \frac{U_{м}}{KK_{\phi}I_{я}} - \frac{r_{я} + R_{\partial}}{KK_{\phi}}. \quad (3.36)$$

При $I_{я} > I_{cp}$ магнітний потік $\Phi = \Phi_{нас} = const$ і ті ж рівняння записуються таким чином:

$$\omega = \frac{U_{м}}{K\Phi_{нас}} - \frac{M(r_{я} + R_{\partial})}{(K\Phi_{нас})^2}; \quad (3.37)$$

$$\omega = \frac{U_{м}}{K\Phi_{нас}} - \frac{I_{я}(r_{я} + R_{\partial})}{K\Phi_{нас}}. \quad (3.38)$$

Рівняння (3.35) – (3.38) свідчать, що при навантаженнях, менших ніж номінальні, механічні характеристики двигуна послідовного збудження виражаються рівнянням гіперболи (рис. 3.24), однією з асимптот якої є вісь ординат, а другою – пряма, паралельна осі абсцис, рівняння якої $\omega = -R_{я} / KK_{\phi}$. При великих навантаженнях ($I_{я} > I_{cp}$, рис. 3.23, б) настає насичення магнітного кола, потік двигуна стає сталим. При цьому залежність $\omega = f(I_{я})$ майже лінійна, як у двигуна незалежного збудження.

З наведених рівнянь виходить, що теоретично, якщо $I_{я} \rightarrow 0$, то $\Phi \rightarrow 0$ і при цьому $\omega \rightarrow \infty$. Проте через наявність залишкового магнітного потоку ($\Phi_{зал} \approx 0,1\Phi_{н}$) швидкість ідеального холостого ходу

$$\omega_0 = \frac{U_{м}}{K\Phi_{зал}} = (8...10)\omega_{н}.$$

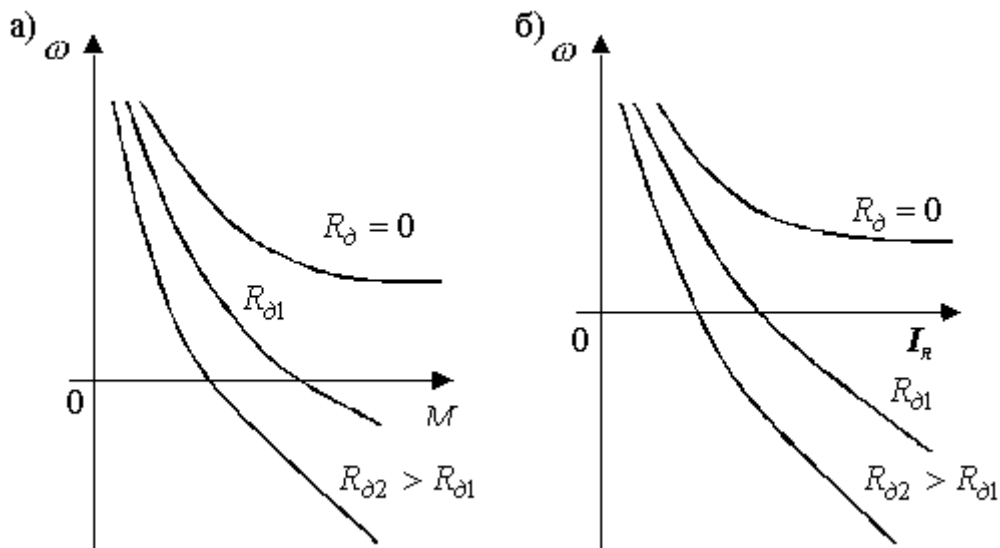


Рис. 3.24. Механічні (а) та електромеханічні характеристики (б) двигуна послідовного збудження

У режимі холостого ходу внаслідок механічних втрат $\omega_{xx} = (4-6)\omega_n$. Тому, щоб уникнути механічних пошкоджень обмотки якоря, не допускається робота двигуна послідовного збудження, коли навантаження нижче $0,2M_n$.

Особливостями механічних характеристик двигуна послідовного збудження є:

– різке збільшення швидкості в режимі холостого ходу;

– при $I_a > I_n$ магнітне коло машини насичається, подальше збільшення струму призводить до незначного збільшення магнітного потоку і механічна характеристика стає майже лінійною, наближаючись до властивостей двигуна незалежного збудження.

Для зворотної полярності напруги, прикладеної тільки до обмотки якоря, механічні характеристики розташовуються в третьому квадранті (рис. 3.25).

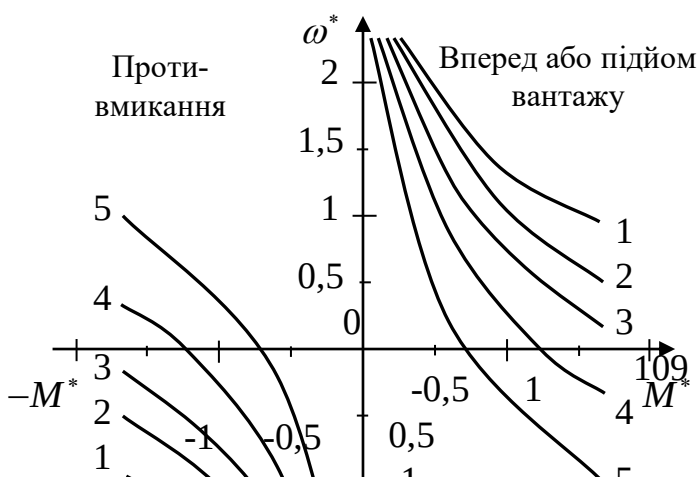


Рис. 3.25. Механічні характеристики
двигуна послідовного збудження
при різних додаткових опорах
у відносних одиницях: 1 – $R_o^* = 0$
(природна характеристика);
2 – $R_o^* = 0,2$; 3 – $R_o^* = 0,5$;
4 – $R_o^* = 0,75$; 5 – $R_o^* = 1,25$

Отримані рівняння механічних характеристик в припущенні лінійності кривої намагнічування дають лише загальне уявлення про механічні властивості двигуна. Тому в практичних розрахунках користуються універсальними кривими $\omega^* = f(I_a^*)$ і $M^* = f(I_a^*)$ у відносних одиницях (рис. 3.26).

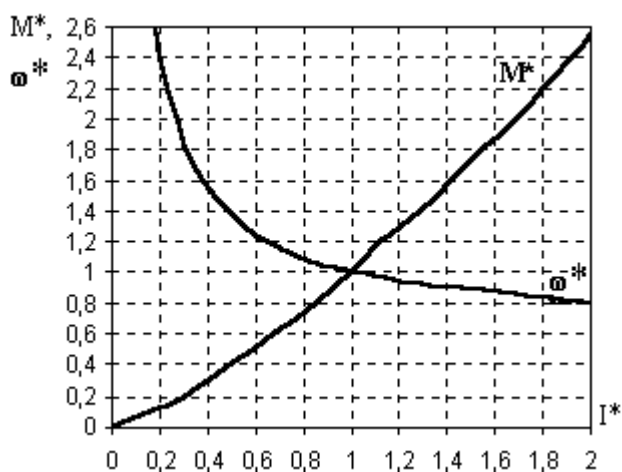


Рис. 3.26. Універсальні характеристики
моментів та швидкості двигуна
послідовного збудження в функції
струму якоря

Виявляється, що для однієї і тієї ж серії машин у широкому діапазоні зміни потужностей і напруг вказані залежності у відносних одиницях практично співпадають. Тому їх називають універсальними і наводять у каталогах для кожної серії машин.

Знаючи номінальні дані двигуна, легко перейти від відносних одиниць до абсолютних і побудувати механічні характеристики в абсолютних величинах.

Вкажемо основні переваги двигуна послідовного збудження:

– двигун послідовного збудження при одному і тому ж пусковому струмі розвиває більший пусковий момент, ніж двигун незалежного збудження. Це обумовлено тим, що при пуску магнітний потік стає більше номінального. Якщо допустимий струм $I_{дон} = (2,0 \dots 2,5)I_n$, то $M_{дон} = (2,4 \dots 3,0)M_n$, тобто збільшується перевантажувальна здатність;

– момент двигуна не залежить від коливань напруги мережі, оскільки магнітний потік є функцією струму якоря. Для двигунів незалежного збудження із зменшенням напруги мережі зменшується магнітний потік а, отже, і момент двигуна;

– двигуни послідовного збудження менш чутливі до різких коливань напруги живлення, оскільки магнітний потік слідує за струмом якоря. Для двигуна незалежного збудження внаслідок великої електромагнітної інерційності обмотки збудження коливання напруги мережі призводять до великих стрибків струму якоря $I_{\text{я}} = (U_{\text{с}} - E_{\text{ов}}) / R_{\text{я}}$, оскільки при великій інерційності обмотки збудження в первинний момент часу ЕРС двигуна залишається незмінною;

– для розглядуваного двигуна спад пускового струму відбувається швидше внаслідок більш високого темпу розгону двигуна через підвищений пусковий момент;

– при малих статичних навантаженнях двигун розвиває велику швидкість, а при великих автоматично знижує її. Ця властивість часто є корисною, наприклад, в приводах підйому, де легкі вантажі бажано за умов продуктивності переміщати на підвищених швидкостях.

3.13. Побудова штучних характеристик двигуна послідовного збудження

Нелінійність характеристик двигуна послідовного збудження не дає можливості їх аналітично розраховувати. Для побудови природних характеристик використовують, як уже зазначалось, універсальні характеристики (рис. 3.26).

Користуючись природною характеристикою, можна побудувати для заданого додаткового опору штучну (реостатну) характеристику. Для побудови реостатних характеристик скористаємося рівняннями:

– природної характеристики

$$\omega_{\text{пр}} = \frac{U_{\text{м}} - I_{\text{я}} r_{\text{я}}}{K\Phi}; \quad (3.39)$$

– штучної характеристики

$$\omega_{\text{шт}} = \frac{U_{\text{м}} - I_{\text{я}} (r_{\text{я}} + R_{\text{д}})}{K\Phi}. \quad (3.40)$$

Взявши відношення, отримаємо:

$$\omega_{\text{шт}} = \omega_{\text{пр}} \frac{U_{\text{м}} - I_{\text{я}} (r_{\text{я}} + R_{\text{д}})}{U_{\text{м}} - I_{\text{я}} r_{\text{я}}}. \quad (3.41)$$

Порядок побудови реостатної характеристики зводиться до того, що задаючись відповідним значенням струму якоря $I_{\text{я}}$ знаходять швидкість $\omega_{\text{пр}}$ за допомогою природної характеристики. Потім за (3.41) для цього ж струму і заданого додаткового опору обчислюють швидкість $\omega_{\text{шт}}$ на штучній

характеристиці. Таким же чином для низки інших значень струму якоря визначаються швидкості на штучній характеристиці. На рис. 3.27 наведена природна характеристика двигуна послідовного збудження і реостатна, побудована розглядуваним способом.

Аналогічно за допомогою виразу

$$\omega_{um} = \omega_{np} \frac{U_{я.ум} - I_{я} r_{я}}{U_{н} - I_{я} r_{я}}$$

можна побудувати механічні характеристики при різних значеннях напруги живлення, які мають вигляд, показаний на рис. 3.28.

Наведений вираз (3.41) дозволяє вирішити зворотну задачу: знайти величину додаткового опору, який потрібно ввімкнути в коло якоря, щоб при заданому струмі якоря отримати швидкість, що вимагається на штучній характеристиці $\omega = \omega_{um}$

$$R_{\delta} = \frac{(U_{м} - I_{я} r_{я})(\omega_{np} - \omega_{um})}{\omega_{np} I_{я}}. \quad (3.42)$$

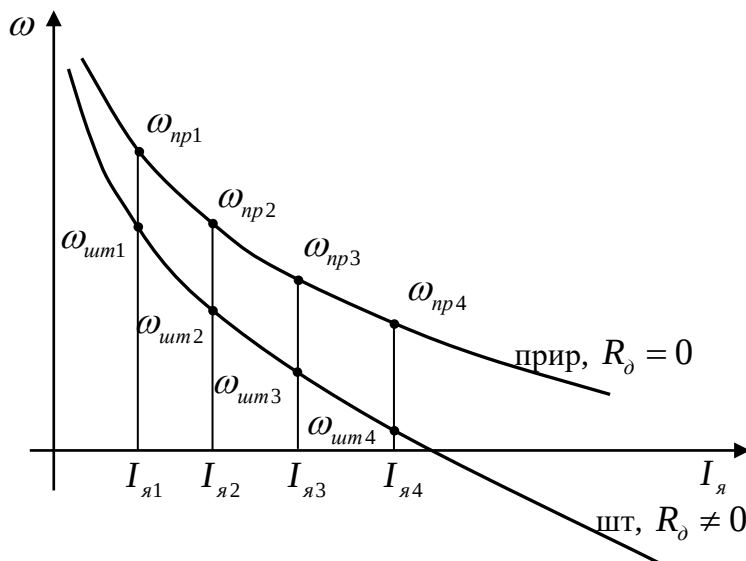


Рис. 3.27. Природна та штучна характеристики двигуна послідовного збудження

Віднімаючи з (3.39) вираз (3.40), отримаємо:

$$\omega_{np} - \omega_{um} = I_{я} R_{\delta} / K\Phi, \quad (3.43)$$

тобто при заданому струмі якоря різниця $\omega_{np} - \omega_{um}$ пропорційна додатковому опору R_{δ} . Це дозволяє побудувати сімейство механічних характеристик лише за двома характеристиками: природною і однією штучною.

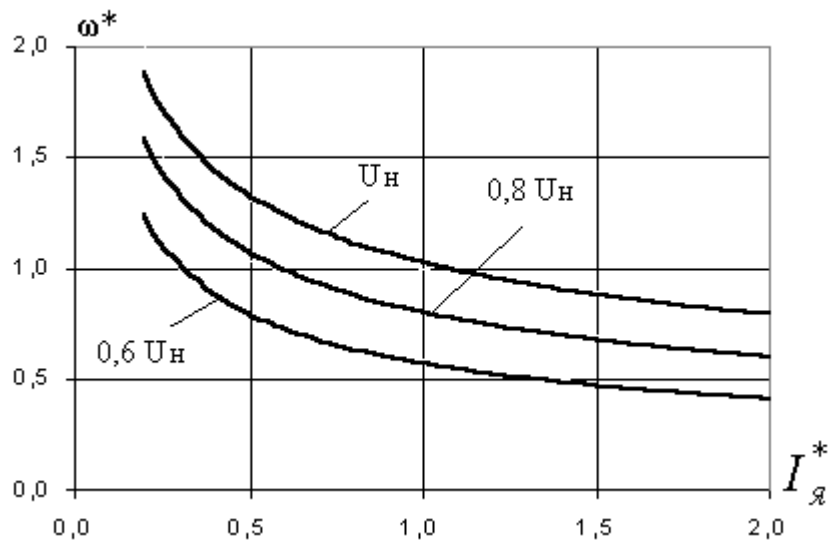


Рис. 3.28. Природна та штучні електромеханічні характеристики двигуна послідовного збудження для різних напруг мережі

Припустимо, є природна і штучна характеристики з R_0 (рис. 3.27). Якщо в проміжку між цими характеристиками потрібно побудувати ще одну характеристику, наприклад, при $R_{01} = R_0 / 2$, то відповідно до (3.43) ця характеристика буде розташована посередині між початковими характеристиками. Аналогічно можна побудувати низку інших характеристик.

Маючи сімейство універсальних механічних характеристик, можна також легко й швидко побудувати пускові характеристики та визначити додаткові опори, підбираючи відповідні характеристики для отримання заданого пускового моменту і моменту перемикавання. Визначення пускових опорів за допомогою сімейства універсальних характеристик особливо зручно в тих випадках, коли моменти перемикавання приймаються неоднаковими для різних ступіней.

Приклад 3.9. Для двигуна постійного струму послідовного збудження ($P_n = 16$ кВт, $I_n = 86$ А, $U_n = 220$ В, $n_n = 600$ об/хв) розрахувати і побудувати природну механічну та електромеханічну характеристики, а також знайти величини додаткових опорів для зниження швидкості при $I_я = I_n$ до $n_1 = 400$ і $n_2 = 200$ об/хв. Використовуючи універсальні характеристики, наведені на рис. 3.26, необхідно побудувати характеристики при вмиканні знайдених опорів.

Р о з в ' я з а н н я. Номінальна кутова швидкість двигуна

$$\omega_n = \pi n_n / 30 = 3,14 \cdot 600 / 30 = 60,3 \text{ рад/с.}$$

Номінальний ККД двигуна

$$\eta_n = \frac{P_n}{U_n I_n} = \frac{16000}{220 \cdot 86} = 0,85.$$

Внутрішній опір якірного кола

$$r_{\text{я}} = r_{\text{об.я}} + r_{\text{о.з}} \approx 0,75 \frac{U_{\text{н}}}{I_{\text{н}}} (1 - \eta_{\text{н}}) = 0,29 \text{ Ом.}$$

Конструктивний коефіцієнт при номінальних параметрах

$$K\Phi_{\text{н}} = \frac{U_{\text{н}} - I_{\text{н}} r_{\text{я}}}{\omega_{\text{н}}} = \frac{220 - 86 \cdot 0,29}{60,3} = 3,24 \text{ В·с/рад.}$$

Номінальний момент двигуна

$$M_{\text{н}} = K\Phi_{\text{н}} I_{\text{н}} = 3,27 \cdot 86 = 279 \text{ Н·м.}$$

Результати розрахунку природних характеристик за допомогою кривих (рис. 3.26) зведені в табл. 3.1.

Таблиця 3.1

I*	0,4	0,6	0,8	1	1,2	1,4	1,6	1,8	2
ω^*	1,5	1,25	1,1	1	0,95	0,91	0,86	0,83	0,81
M*	0,3	0,5	0,75	1	1,3	1,55	1,9	2,2	2,5
I	34,4	51,6	68,8	86	103,2	120,4	137,6	154,8	172
ω	90,45	75,4	66,3	60,3	57,3	54,9	51,9	50	48,8
M	83,7	139,5	209,3	279	364	432,6	53	613,8	697,5

За даними табл. 3.1 можна побудувати природні механічну і електромеханічну характеристики.

Кутові швидкості при вмиканні додаткових опорів:

$$\omega_1 = \pi n_1 / 30 = 3,14 \cdot 400 / 30 = 42 \text{ рад/с;}$$

$$\omega_2 = \pi n_2 / 30 = 3,14 \cdot 200 / 30 = 21 \text{ рад/с.}$$

Додаткові опори $R_{\text{д1}}$ та $R_{\text{д2}}$, необхідні для зниження швидкості двигуна при номінальному струмі відповідно до $\omega = 42$ і 21 рад/с, визначаються за (3.42):

$$R_{\text{д1}} = \frac{(U_{\text{н}} - I_{\text{н}} r_{\text{я}})(\omega_{\text{н}} - \omega_1)}{\omega_{\text{н}} I_{\text{н}}} = \frac{(220 - 86 \cdot 0,29)(60,3 - 42)}{60,3 \cdot 86} = 0,70 \text{ Ом;}$$

$$R_{\text{д2}} = \frac{(U_{\text{н}} - I_{\text{н}} r_{\text{я}})(\omega_{\text{н}} - \omega_2)}{\omega_{\text{н}} I_{\text{н}}} = \frac{(220 - 86 \cdot 0,29)(60,3 - 21)}{60,3 \cdot 86} = 1,48 \text{ Ом.}$$

Розрахунок штучних (реостатних) характеристик проводиться за виразом

$$\omega_{шт} = \omega_{пр} \frac{U_n - I_{я}(r_{я} + R_o)}{U_n - I_{я}r_{я}},$$

де $\omega_{пр}$ – швидкість, знайдена для заданого струму за допомогою природної характеристики.

Результати розрахунків зведені в табл. 3.2.

Таблиця 3.2

$I_{я}$	34,4	51,6	68,8	86	103,2	120,4	137,6	154,8	172
M	84,3	140,5	211	281	365,3	435,6	534	618,3	702,5
$\omega_{пр}$	90,45	75,4	66,3	60,3	57,3	54,9	51,9	50	48,8
$\omega_1(R_{д1})$	80	62,15	50,4	41,4	35,3	29,7	24	19,3	13,8
$\omega_2(R_{д2})$	68,5	47,3	32,6	21	11,3	2,1	-6,8	-15,8	-24,3

3.14. Механічні характеристики двигуна послідовного збудження в гальмівних режимах

Для двигуна послідовного збудження можливі лише два гальмівних режими:

- режим гальмування противмиканням (генераторний режим послідовно з мережею);
- режим динамічного гальмування (генераторне гальмування незалежно від мережі).

Генераторне гальмування з віддачею енергії в мережу (рекуперативне гальмування) для цих двигунів реалізувати неможливо, оскільки ЕРС двигуна не може стати більше прикладеної напруги, а швидкість $\omega_0 \rightarrow \infty$ і не перетинає вісь ординат.

Як і для двигуна незалежного збудження режим гальмування противмиканням можна реалізувати двома способами:

- зміною полярності прикладеної напруги, прикладеної тільки, наприклад, до якоря двигуна;
- коли двигун включений на один напрямок обертання, але під дією перевищуючого зовнішнього моменту обертається в протилежному напрямку.

Для реалізації першого способу гальмування необхідно змінити полярність напруги або на якорі, або на обмотці збудження. Частіше всього це реалізується зміною полярності напруги, підведеної до якоря (рис. 3.29). Для обмеження стрибків струму при перемиканні полярності напруги в коло якоря слід увімкнути значний за величиною додатковий опір:

$$R_o = \frac{U_{\mathcal{M}} + E_{ов}}{I_{дон}} - r_{я}, \quad (3.44)$$

де $E_{\text{ов}} = U_{\text{м}} - I_{\text{с}} r_{\text{я}}$ – ЕРС двигуна в попередньому рушійному режимі; $I_{\text{доп}}$ – допустимий за умов комутації струм якоря, найчастіше $I_{\text{доп}} \leq (2 \dots 2,5) I_{\text{н}}$.

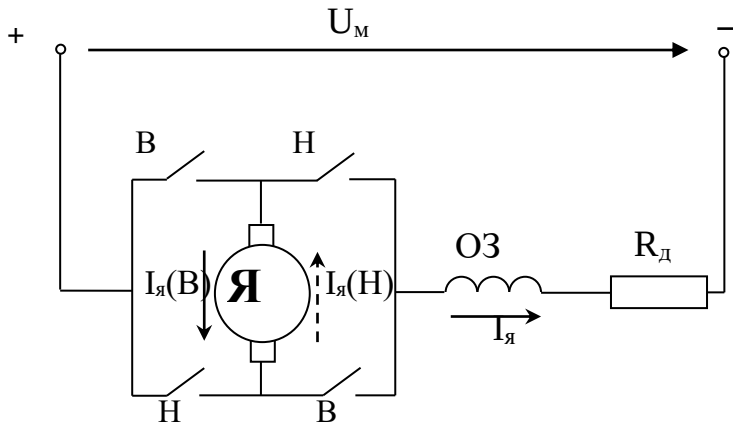


Рис. 3.29. Схема вмикання двигуна послідовного збудження для реалізації гальмування противмиканням зміною полярності напруги, підведеної до якоря

Механічні характеристики при зміні полярності напруги на якорі наведені на рис. 3.30, побудованому таким же чином, що і рис. 3.11, б для двигуна незалежного збудження.

Якщо двигун працює на природній характеристиці в рушійному режимі з швидкістю ω_{c1} , а потім увімкнути додатковий опір R_d і поміняти полярність прикладеної до якоря напруги (вимкнути ключі В і ввімкнути Н), то в початковий момент часу двигун, обертаючись за інерцією з тією ж швидкістю, перейде працювати в точку 2 характеристики Π' , відповідну гальмуванню противмиканням. Під дією суми моментів статичного і гальмівного двигуна відбувається інтенсивне гальмування приводу. Якщо при $\omega = 0$ пусковий момент двигуна M_n виявиться більше моменту статичного M_c , то почнеться розгін у зворотному напрямі. Тому якщо потрібно реалізувати тільки зупинку приводу, а не реверс, то при $\omega = 0$ необхідно двигун вимкнути з мережі.

Другий спосіб гальмування противмиканням реалізується на практиці у тому випадку, коли двигун навантажується активним моментом опору.

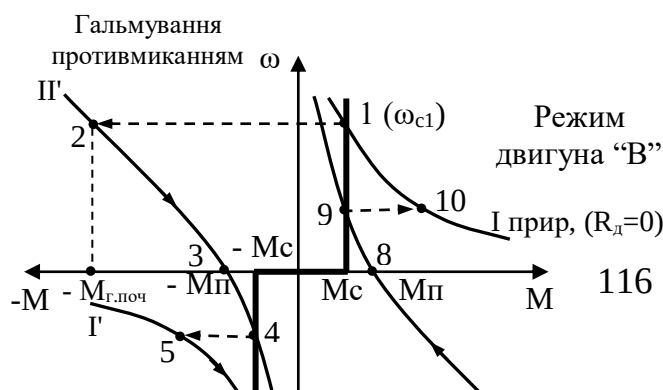


Рис. 3.30. Механічні характеристики при гальмуванні

Розглянемо цей спосіб за допомогою рис. 3.31, на якому наведені характеристики гальмування противмиканням з активним моментом опору.

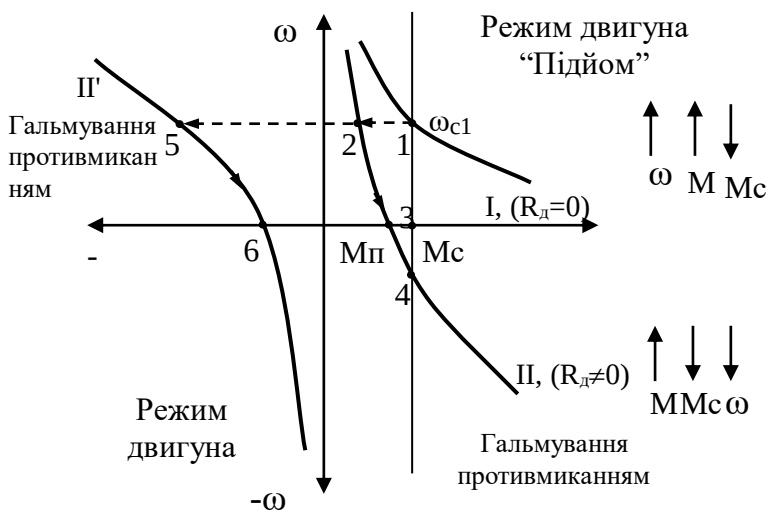


Рис. 3.31. Гальмування противмиканням двигуна послідовного збудження при активному моменті опору

Припустимо, що двигун працює на природній характеристиці в точці 1 ($\omega = \omega_{c1}$), долаючи активний момент опору M_c (підйом вантажу). Якщо тепер, не змінюючи полярності напруги на двигуні, увімкнути в коло якоря додатковий опір R_o , то двигун перейде працювати в точку 2, штучної характеристики II . Оскільки при цьому момент двигуна стає менше моменту опору, то привід почне спочатку гальмуватися, а потім розганятися в протилежному напрямі, поки в точці 4 момент двигуна й опору знову не зрівняються. Двигун працюватиме при цьому в режимі гальмування противмиканням. Цей режим використовують для гальмування і спуску важких вантажів із зниженою швидкістю.

Якщо у випадку (активний момент опору), що розглядається, при роботі двигуна в точці 1 природної характеристики увімкнути R_o і поміняти полярність напруги на якорі, то двигун перейде в точку 5 характеристики II' , відповідній також гальмуванню противмиканням. Але в цьому випадку, якщо при $\omega = 0$ (точка 6) не відключати двигун від мережі і не накласти механічне гальмо, то швидкість опускання вантажу буде з часом надмірно збільшуватися, оскільки гальмівний момент двигуна безперервно зменшується при зворотному напрямі обертання і характеристики двигуна і виробничого механізму ніде не перетинаються (необхідна умова усталеного руху).

3.15. Динамічне гальмування двигуна послідовного збудження

Динамічне гальмування двигуна послідовного гальмування може бути реалізовано двома способами:

- динамічним гальмуванням із самозбудженням;
- динамічним гальмуванням із незалежним збудженням.

В обох випадках двигун обертається за інерцією або за рахунок енергії вантажу, або руху транспортного механізму під уклон і працює в режимі генератора, замкнутого на додатковий опір.

При гальмуванні із самозбудженням якір двигуна та обмотка збудження вимикаються з мережі та замикаються на зовнішній додатковий опір $R_{\text{дг}}$. Проте, щоб виключити розмагнічування двигуна, необхідно обмотку збудження ввімкнути так, щоб зберегти напрям струму в ній незмінним. Для цього в схемі рис. 3.32, а необхідно вимкнути лінійні контактори $Л$ і ввімкнути контактори динамічного гальмування $ДГ$. При цьому під дією ЕРС двигуна від залишкового магнітного потоку по замкнутому колу якоря протікатиме струм, напрям якого в обмотці збудження залишиться колишнім. При виконанні певних умов відбудеться збільшення магнітного потоку, що викличе подальше збільшення ЕРС і струму збудження, тобто здійснюється самозбудження двигуна.

Характерною особливістю динамічного гальмування із самозбудженням є те, що магнітний потік є функцією струму якоря. На початку гальмування струм і магнітний потік має максимальне значення. Двигун розвиває максимальний гальмівний момент, який швидко зменшується при зниженні швидкості (при малих швидкостях гальмування не ефективне). На рис. 3.35 показані механічні характеристики при різних значеннях додаткового опору $R_{\text{дг}}$. Величину початкового гальмівного моменту можна регулювати зміною опору $R_{\text{дг}}$.

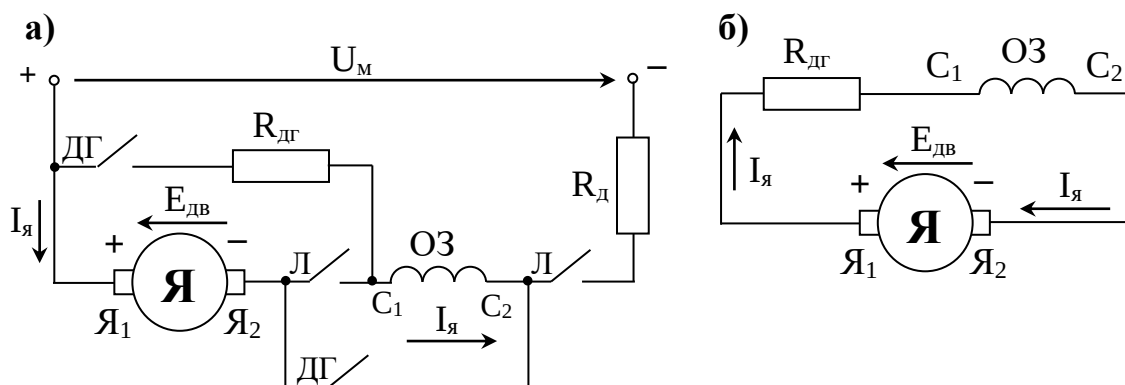


Рис. 3.32. Схема перемикання обмоток двигуна послідовного збудження для реалізації режиму динамічного гальмування із самозбудженням: а – режим двигуна (увімкнені контактори $Л$ і розімкнені – $ДГ$); б – динамічне гальмування (розімкнені $Л$ та ввімкнені $ДГ$)

Побудову механічних характеристик у режимі динамічного гальмування із самозбудженням можна зробити, виходячи з балансу потужностей. Потужність,

що розвивається двигуном у режимі динамічного гальмування, повністю розсіюється у вигляді теплоти в опорах якірного кола, тобто:

$$I_{\text{я}}^2(r_{\text{я}} + R_{\text{дз}}) = M\omega, \quad (3.45)$$

звідки

$$\omega = \frac{I_{\text{я}}^2(r_{\text{я}} + R_{\text{дз}})}{M}. \quad (3.46)$$

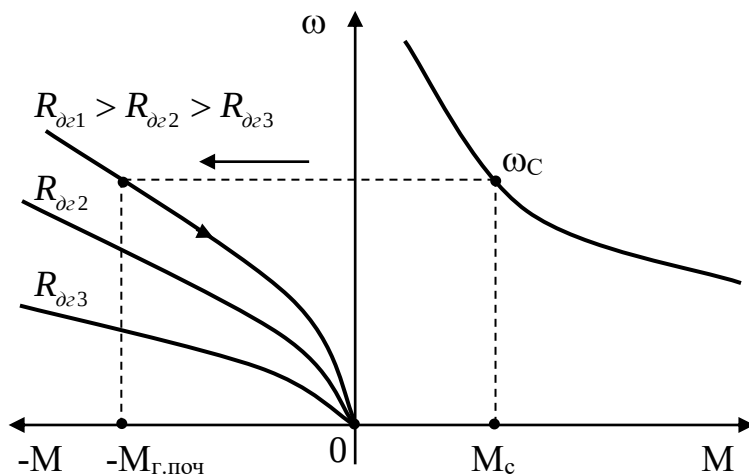


Рис. 3.33. Механічні характеристики динамічного гальмування двигуна послідовного збудження із самозбудженням

Знаючи $r_{\text{я}} + R_{\text{дз}}$ і задаючись низкою значень струму якоря, знаходять за універсальними характеристиками момент M , відповідний цьому струму, а потім за формулою (3.46) обчислюють швидкість.

Для отримання більшої плавності гальмування застосовують динамічне гальмування з незалежним збудженням. У цьому разі обмотка збудження вмикається до мережі через додатковий опір $R_{\text{дз}}$ (рис. 3.34), а якір двигуна замикається на зовнішній опір $R_{\text{дз}}$. Оскільки двигун працює з незалежним збудженням, то механічні характеристики динамічного гальмування подібні відповідним характеристикам двигуна незалежного збудження і є лінійними (рис. 3.34, б).

Для обмеження струму в обмотці збудження до номінального значення необхідно ввімкнути додатковий опір

$$R_{\text{дз}} = \frac{U_{\text{н}}}{I_{\text{з.н}}} - r_{\text{о.з}}.$$

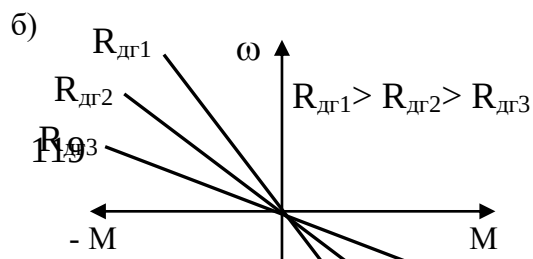
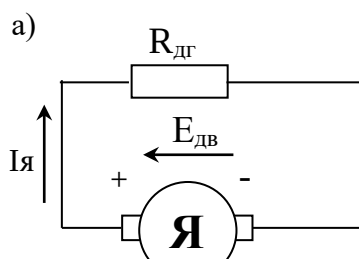


Рис. 3.34. Схема вмикання (а) та механічні характеристики (б) у режимі динамічного гальмування двигуна послідовного збудження з незалежним збудженням

Якщо по обмотці збудження протікає номінальний струм (для отримання достатнього значення гальмівного моменту), то з мережі споживається потужність, яка майже дорівнює номінальній, що знижує енергетичні показники цього способу.

Приклад 3.10. Двигун постійного струму послідовного збудження типу МП-51 ($P_n = 25$ Вт, $U_n = 220$ В, $I_n = 134$ А, $n_n = 575$ об/хв, $r_{\text{я}} = r_{\text{об.я}} + r_{\text{о.з}} = 0.116$ Ом) працює на природній характеристиці. Статичний момент опору $M_c = 0,8M_n$.

Визначити:

– величину додаткового опору, який потрібно ввімкнути в коло якоря, щоб при перемиканні двигуна в режим гальмування противмиканням початковий гальмівний струм $I_{\text{с.поч}} = -2I_n$;

– усталену кутову швидкість двигуна на цій реостатній характеристиці при обертанні двигуна в протилежному напрямку, якщо момент опору залишається незмінним.

Р о з в ' я з а н н я. Номінальна кутова швидкість

$$\omega_n = \pi n_n / 30 = 3,14 \cdot 575 / 30 = 60,2 \text{ рад/с.}$$

Конструктивний коефіцієнт двигуна при номінальних параметрах

$$K\Phi_n = \frac{U_n - I_n r_{\text{я}}}{\omega_n} = \frac{230 - 134 \cdot 0,116}{60,2} = 3,4 \text{ В} \cdot \text{с/рад.}$$

Згідно з універсальною характеристикою рис. 3.26 відносному значенню моменту $M_c^* = 0,8$ відповідає відносне значення струму якоря $I_c^* = 0,85$, що в абсолютних величинах складає $I_c = I_c^* I_n = 0,85 \cdot 134 = 114$ А.

ЕРС двигуна на природній характеристиці відповідна цьому струму

$$E_{\text{дв.с}} = U_n - I_c \cdot r_{\text{я}} = 220 - 134 \cdot 0,116 = 204,5 \text{ В.}$$

Додатковий опір, що обмежує стрибок струму в режимі гальмування при змиканні змінюючої полярності прикладеної напруги

$$R_{\partial} = \frac{U_H + E_{\partial \text{ в.с.}}}{I_{\text{з.п.оч}}} - r_{\text{я}} = \frac{220 + 204,5}{2 \cdot 134} - 0,116 = 1,47 \text{ Ом.}$$

Швидкість двигуна на природній характеристиці до перемикачів визначається за універсальними кривими. Відносному значенню $M_c^* = 0,8$ відповідає відносна швидкість $\omega_c^* = 1,12$. Абсолютне значення швидкості $\omega_c = \omega_c^* \cdot \omega_H = 1,12 \cdot 60,2 = 67,4 \text{ рад/с.}$

Оскільки при обертанні у зворотному напрямі момент опору залишився незмінним, то швидкість на природній характеристиці

$$\omega_{\text{пр}} = -\omega_c = -67,4 \text{ рад/с.}$$

Кутова швидкість двигуна на штучній характеристиці визначається за допомогою (3.41)

$$\omega_{\text{шт}} = -\omega_{\text{пр}} \frac{U_H - I_{\text{я}}(r_{\text{я}} + R_{\partial})}{U_H - I_{\text{я}} r_{\text{я}}} = -67,4 \frac{220 - 114(0,116 + 1,47)}{220 - 114 \cdot 0,116} = -2,56 \text{ рад/с,}$$

Оскільки пусковий струм (короткого замикання) на штучній характеристиці виявився більше статичного ($I_{\text{к.з}} > I_c$), то після зупинки двигуна відбувається розгін у зворотному напрямі, де $I_{\text{к.з}} = \frac{U_H}{r_{\text{я}} + R_{\partial}} = \frac{220}{0,116 + 1,47} = 138,7 \text{ А.}$

Приклад 3.11. Для двигуна постійного струму послідовного збудження типу Д-22 ($P_H = 6,0 \text{ кВт}$, $U_H = 220 \text{ В}$, $I_H = 36,5 \text{ А}$, $n_H = 970 \text{ об/хв}$, $r_{\text{об.я}} = 0,57 \text{ Ом}$, $r_{\text{о.з}} = 0,31 \text{ Ом}$). Необхідно, використовуючи криві рис. 3.26, розрахувати характеристики динамічного гальмування із самозбудженням при $R_{\partial} = 3,52 \text{ Ом}$.

Р о з в ' я з а н н я. Внутрішній опір якірного кола

$$r_{\text{я}} = r_{\text{об.я}} + r_{\text{о.з}} = 0,57 + 0,31 = 0,88 \text{ Ом.}$$

Номинальна кутова швидкість

$$\omega_H = \pi n_H / 30 = 3,14 \cdot 970 / 30 = 101,5 \text{ рад/с.}$$

Номинальний електромагнітний момент

$$M_H = 1,05 \frac{P_H}{\omega_H} = 1,05 \frac{6000}{101,5} = 62 \text{ Н·м.}$$

Для розрахунку механічної характеристики використовуються універсальні криві рис. 3.26 і рівняння (3.46), згідно з яким

$$\omega = \frac{I_{\text{я}}^2 (r_{\text{я}} + R_{\text{д}})}{M} = \frac{(0,88 + 3,52) I_{\text{я}}^2}{M}.$$

Задаючись довільними значеннями струму якоря, знаходять за допомогою рис. 3.26 значення моменту двигуна, а за наведеним рівнянням – кутову швидкість. Розрахунки зведені в табл. 3.3.

Таблиця 3.3

I*	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0	1,2	,14	1,6
M*	0,1	0,3	0,5	0,75	1,0	1,3	1,55	1,9
I _я	7,3	14,6	21,9	29,2	36,5	43,8	51,1	58,4
M	6,2	18,6	31	46,5	62	80,6	96,1	117,8
ω	37,8	49	68	80,6	94,5	104,7	119,6	127,4

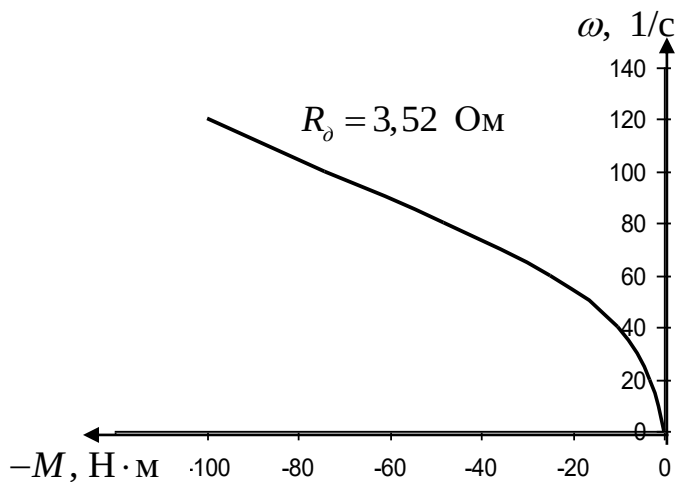


Рис. 3.35. Механічна характеристика двигуна послідовного збудження Д-22 в режимі динамічного гальмування

3.16. Механічні характеристики двигуна постійного струму змішаного збудження

Двигун змішаного збудження, схема вмикання якого наведена на рис. 3.36, має дві обмотки збудження: незалежну й послідовну. Отже, магнітний потік цього двигуна визначається постійною МРС обмотки незалежного збудження і пропорційний струму якоря МРС обмотки послідовного збудження.

При струмі якоря $I_{\text{я}} = 0$ магнітний потік створюється незалежною обмоткою збудження. Тому вид механічної характеристики двигуна істотно залежить від вибору співвідношень МРС між обмотками, оскільки магнітний

потік, створюваний незалежною обмоткою збудження (НОЗ), визначає швидкість ідеального холостого ходу.

Чим більше потік незалежного збудження $\Phi_{нз}$, тим ближче за своїми властивостями двигун зі змішаним збудженням до властивостей двигуна незалежного збудження. Звичайно обмотка незалежного збудження розраховується так, щоб потік у режимі ідеального холостого ходу $\Phi_{нз} = (0,7 \dots 0,85) \Phi_n$, тобто основна частина потоку. При цьому швидкість ідеального холостого ходу $\omega_0 = (1,3 \dots 1,6) \omega_n$.

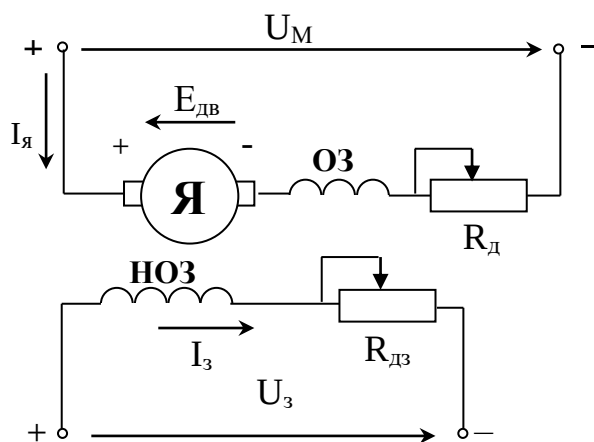


Рис. 3.36. Схема вмикання двигуна постійного струму змішаного збудження

Механічні та електромеханічні характеристики двигуна змішаного збудження займають проміжне положення між характеристиками двигунів незалежного і послідовного збудження і в усталеному режимі описуються тими ж рівняннями, що й ці двигуни. Як і для двигуна послідовного збудження внаслідок залежності магнітного потоку від струму якоря їх важко розрахувати аналітично. Тому природні електромеханічна і механічна характеристики приводяться в каталозі або розраховуються за допомогою універсальних характеристик.

Електромеханічні та механічні характеристики двигуна змішаного збудження наведені на рис. 3.37. Швидкість двигуна змішаного збудження при малих навантаженнях змінюється значно, а потім при збільшенні навантаження – відносно мало.

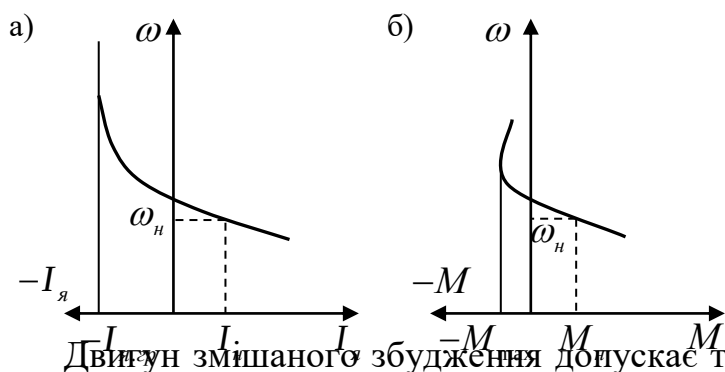


Рис. 3.37. Електромеханічна (а) та механічна (б) характеристики двигуна змішаного збудження

Двигун змішаного збудження допускає три способи гальмування – такі ж, як і двигун незалежного збудження. Проте гальмівні режими роботи двигуна змішаного збудження мають свої особливості.

При перемиканні двигуна в генераторний режим зміна знака МРС обмотки послідовного збудження призводить до зниження магнітного потоку (розмагнічування двигуна) і значного зростання швидкості. Граничне значення струму якоря $I_{я.зр}$ у режимі рекуперативного гальмування, при якому відбувається повне розмагнічування двигуна, можна знайти з умови рівності нулю результуючої МРС

$$I_{з.н} W_{з.н} + I_{я.зр} W_{з.н} = 0.$$

Отже, електромеханічні характеристики двигуна в режимі рекуперативного гальмування мають асимптоту (рис. 3.40, а) при

$$-I_{я.зр} = \frac{I_{з.н} W_{з.н}}{W_{з.н}}.$$

Природна механічна характеристика (рис. 3.37, б) формою відрізняється від електромеханічної характеристики, оскільки при $I_{я} \rightarrow -I_{я.зр}$ магнітний потік прагне до нуля. Тому момент двигуна в режимі рекуперативного гальмування спочатку збільшується, досягаючи максимуму, а потім асимптотично наближається до осі ординат зліва. Звичайно максимальне значення моменту в режимі рекуперативного гальмування складає лише $(0,3...0,7)M_n$.

Для підвищення ефективності режиму рекуперативного гальмування відключають (шунтують) послідовну обмотку збудження. При цьому $\Phi = const$ і механічні характеристики стають лінійними. З такою ж метою вимикають цю обмотку в режимі динамічного гальмування і характеристики стають лінійними.

Режим гальмування противмиканням реалізується таким же способом, як і для інших двигунів постійного струму. Електромеханічні та механічні характеристики при цьому є продовженням характеристик рушійного режиму.

3.17. Динамічні властивості двигуна послідовного збудження

Вмикання обмотки збудження в якірне коло двигуна призводить до форсованих змін магнітного потоку і, отже, виникненню вихрових струмів на масивних ділянках магнітопроводу.

Вплив вихрових струмів звичайно враховується системою короткозамкнутих контурів, власні потоки котрих не мають розсіювання і не зв'язані між собою взаємоіндуктивністю. Ці контури охоплюють ідеальні сердечники убуваючого перерізу, сумарна величина яких дорівнює початковому перерізу. У цьому випадку при ступінчастому прикладанні намагнічувальної сили магнітний потік в масивному і шихтованому магнітопроводі визначається відповідно як:

$$\Phi(t) = \Phi_c \left(1 - 0,66e^{-t/T_1} - \frac{0,66}{9}e^{-t/T_3} - \frac{0,66}{25}e^{-t/T_5} - \dots \right),$$

$$\Phi(t) = \Phi_c \left(1 - 0,81e^{-t/T_1} - \frac{0,81}{9}e^{-t/T_3} - \frac{0,81}{25}e^{-t/T_5} - \dots \right),$$

де Φ_c – усталене значення магнітного потоку; $T_1, T_3, T_5, \dots, T_n$ – сталі часу основної T_1 і вищих гармонійних $T_3 \dots T_n$ вихрових струмів. У першому наближенні еквівалентну сталу часу вихрових струмів можна прийняти для машин з масивною станиною $T_{с.с} = (0,15 \dots 0,2)T_3$, з шихтованою – $T_{с.с} = (0,07 \dots 0,1)T_3$.

Відповідно до наведених виразів структурна схема магнітного кола з урахуванням впливу вихрових струмів може бути зображена у вигляді паралельно ввімкнутих аперіодичних ланок, що досить зручно при моделюванні перехідних процесів з урахуванням вихрових струмів. При цьому виникає лише питання про вибір кількості паралельно включених аперіодичних ланок (кількість короткозамкнутих контурів). Збільшення їх ускладнює розрахунок, але робить його теоретично більш точним. У ряді випадків бажано спростити розрахунок шляхом скорочення кількості короткозамкнутих контурів. Для тих швидкостей зміни струму якоря, які спостерігаються в двигунах послідовного збудження, можна без великої погрішності вплив вихрових струмів врахувати лише двома короткозамкнутими контурами. Один з контурів ураховує вплив основної гармоніки, а другий – сумарні дії всіх інших. При цьому зміна магнітного потоку в масивному і шихтованому магнітопроводах описується виразами:

$$\Phi(t) = \Phi_c \left(1 - 0,7e^{-t/T_{с.с}} - 0,3e^{-t/0,1T_{с.с}} \right);$$

$$\Phi(t) = \Phi_c \left(1 - 0,85e^{-t/T_{с.с}} - 0,15e^{-t/0,1T_{с.с}} \right).$$

При цьому, наприклад, для масивного магнітопроводу структурна схема магнітного кола має такий вигляд (рис. 3.38).

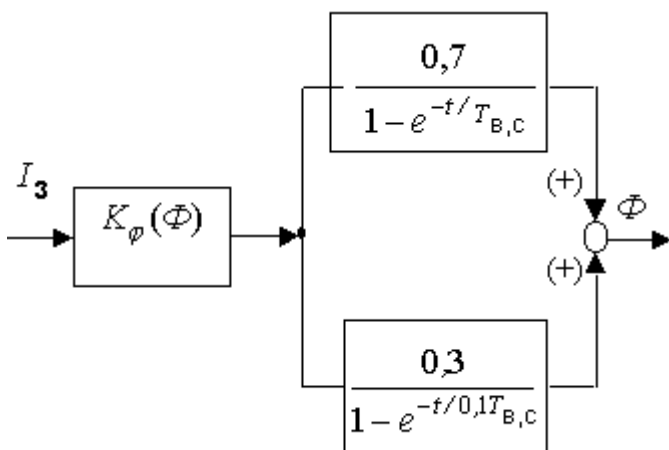


Рис. 3.38. Структурна схема магнітного кола машин з масивною станиною при врахуванні впливу вихрових струмів двома еквівалентними короткозамкнутими контурами

Другою особливістю двигуна послідовного збудження є нелінійна залежність індуктивності обмотки збудження від струму, оскільки вже при номінальному струмі машина насичається. Існують різні підходи лінеаризації магнітного кола навколо точки статичної рівноваги, які дозволяють аналізувати поведінку двигуна послідовного збудження лише при невеликих відхиленнях від статичної рівноваги. Застосування цих методів для розрахунку замкнутих систем пов'язано з певними труднощами.

Зручність застосування сталих часу в лінійних системах вимагає розповсюдження їх на нелінійні системи, шляхом використання еквівалентної (узагальненої) сталої часу нелінійного елемента. Завдяки застосуванню еквівалентної сталої часу спрощується аналіз складних динамічних процесів, в яких зміна досліджуваної величини в часі не знаходиться точно в межах експоненціального закону. Така узагальнена або еквівалентна стала часу, визначена як

$$T_{екв} = \frac{1}{x_y} \int_0^{\infty} [x_c - x(t)] dt, \quad (3.47)$$

є усередненою ординатою для площі, обмеженою фактичною кривою $x(t)$ зміни досліджуваної величини і лінією усталеного значення x_c . Еквівалентна стала часу легко визначається експериментально на основі осцилограм перехідного процесу досліджуваного об'єкта (рис. 3.39).

Досить суттєво, що величина еквівалентної сталої часу, наприклад, обмотки збудження, абсолютно не залежить від наявності або відсутності впливу вихрових струмів.

Рівняння електричної рівноваги при включенні обмотки збудження має вигляд

$$U_3 = i_3 R_3 + \frac{d\psi_3}{dt},$$

де ψ_3 – повне потокозчеплення обмотки збудження, включаючи й потокозчеплення розсіювання.

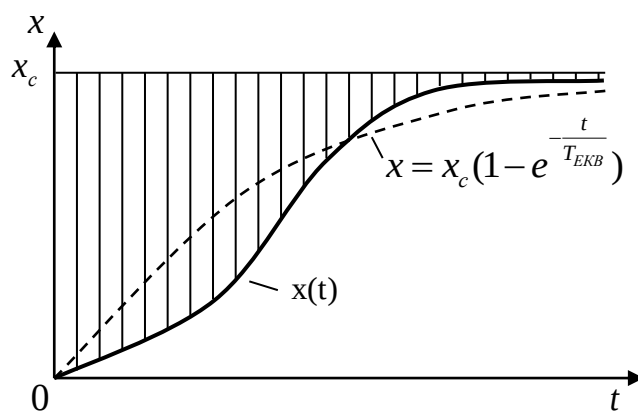


Рис. 3.39. До визначення еквівалентної сталої часу нелінійної ланки

Прикладену напругу можна виразити у функції усталеного струму збудження $U_3 = I_3 R_3$.

З наведених виразів випливає, що:

$$I_3 - i_3 = \frac{1}{R_3} \frac{d\psi_3}{dt},$$

а інтеграл від цього рівняння

$$\int_0^{\infty} (I_3 - i_3) dt = \frac{\psi_{3(\infty)} - \psi_{3(0)}}{R_3} = \frac{L_{\Sigma 3} I_3}{R_3}. \quad (3.48)$$

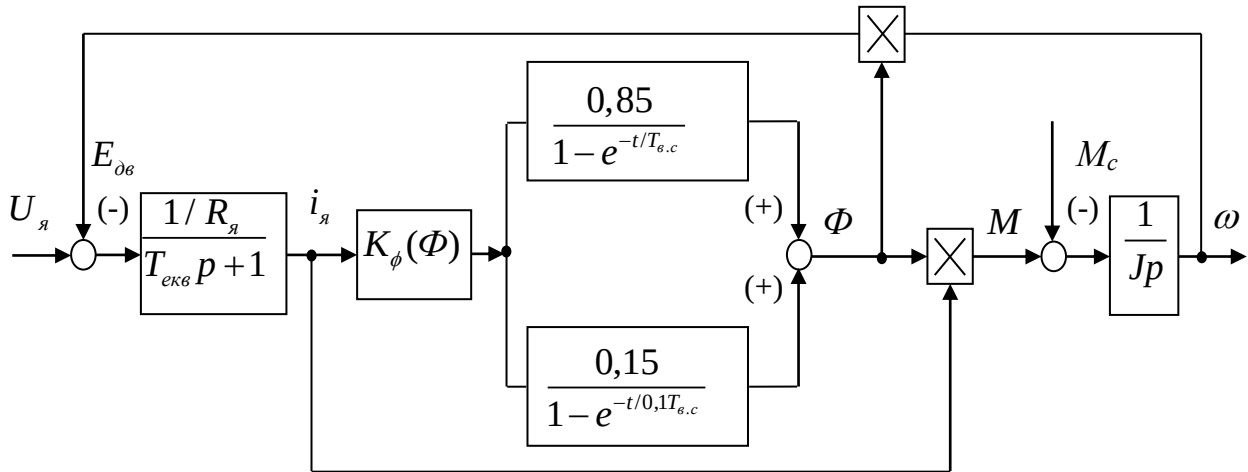


Рис. 3.40. Структурна схема двигуна послідовного збудження з шихтованою станиною на базі еквівалентної (узагальненої) сталої часу якірного кола $T_{екв}$

У цьому виразі $\Psi_{3(0)} = 0$, оскільки магнітний потік не може мінятися стрибком. В усталеному режимі відсутній вплив вихрових струмів і значення потоку $\Psi_{3(\infty)} = L_{\Sigma 3} I_3$, де $L_{\Sigma 3}$ – результуюча індуктивність обмотки збудження. З урахуванням цього і (3.47) еквівалентна стала часу визначається як

$$T_{екв} = L_{\Sigma 3} / R_3,$$

звідки випливає, що величина $T_{екв}$ залежить тільки від параметрів обмотки збудження і не залежить від наявності короткозамкнутих контурів. За наявності останніх зміна струму збудження відбуватиметься по складній кривій. Струм наростає спочатку швидше, а потім повільніше, ніж за відсутності впливу вихрових струмів. Проте площі, утворені між обома кривими і лінією усталеного значення, будуть однаковими.

При використанні еквівалентної сталої часу для нелінійного кола двигуна послідовного збудження та врахування вихрових струмів лише двома аперіодичними ланками структурна схема електромеханічного перетворення енергії для двигуна послідовного збудження зображена на рис. 3.40 (див. вище).

Для двигунів з масивною станиною зміниться контур кола вихрових струмів згідно з рис. 3.38 та значення сталої часу основної гармонійної вихрових струмів.

Контрольні запитання

1. Дайте визначення механічної характеристики двигуна.
2. Поясніть, як отримати рівняння механічної та електромеханічної характеристик двигуна постійного струму незалежного збудження.
3. Як впливає додатковий опір у колі якоря на вид механічної характеристики?
4. Як будується природна і штучна механічні характеристики за паспортним даними?
5. Перерахуйте переваги зображення механічних характеристик у відносних одиницях.
6. Напишіть вираз жорсткості механічної характеристики.
7. Назвіть гальмівні режими двигуна незалежного збудження та способи їх реалізації.
8. Де на практиці можна використовувати рекуперативне гальмування у випадку живлення двигуна від мережі?
9. Наведіть рівняння механічної характеристики двигуна незалежного збудження в режимі рекуперативного гальмування.
10. Як можна реалізувати гальмування противмиканням?
11. Напишіть рівняння струму якоря в режимі гальмування противмиканням для 2 і 4 квадрантів.
12. Який вид мають характеристики в режимі гальмування противмиканням і як розраховують додатковий опір?
13. Як будується механічна характеристика двигуна в режимі гальмування противмиканням?
14. Як реалізується спуск важкого вантажу в режимі гальмування противмиканням? Накресліть механічні характеристики для цього випадку.
15. Яким чином реалізується динамічне гальмування двигуна незалежного збудження?
16. Накресліть і проаналізуйте характеристики динамічного гальмування. Недоліки цього режиму?
17. Наведіть приклад побудови пускових характеристик і викладіть методику розрахунку додаткових опорів.
18. Накресліть структурну схему двигуна незалежного збудження.
19. Як оцінюються динамічні властивості двигуна незалежного збудження?
20. У яких випадках двигун незалежного збудження можна подати у вигляді аперіодичної ланки?
21. Як впливає відношення електромагнітної сталої часу до електромеханічної на вид перехідного процесу?
22. Накресліть структурну схему двигуна незалежного збудження у вигляді двох послідовно включених ланок.

23. Наведіть механічні характеристики двигуна послідовного збудження та поясніть, чому вони мають суттєво нелінійний характер.

24. Поясніть, чому кутова швидкість двигуна послідовного збудження в режимі холостого ходу значно зростає?

25. Напишіть рівняння механічної та електромеханічної характеристик двигуна послідовного збудження для лінійної ділянки кривої намагнічування.

26. Як використовуються універсальні характеристики двигуна послідовного збудження?

27. Порядок побудови штучних характеристик двигуна послідовного збудження при заданому додатковому опорі.

28. Як будуються штучні характеристики двигуна послідовного збудження при зменшенні напруги живлення?

29. Перерахуйте можливі гальмові режими двигуна послідовного збудження.

30. Як реалізується гальмування противмиканням двигуна послідовного збудження?

31. Назвіть можливі способи динамічного гальмування двигуна послідовного збудження.

32. Особливості механічних характеристик двигуна послідовного збудження в режимі динамічного гальмування із самозбудженням.

33. Напишіть вираз, за допомогою якого можна побудувати механічні характеристики в режимі динамічного гальмування із самозбудженням.

34. Особливості механічних характеристик двигуна змішаного збудження.

35. Назвіть переваги двигунів послідовного збудження.

36. У яких випадках доцільно використовувати двигун послідовного збудження?

37. Проаналізуйте основні причини, через які обмежується перевантажувальна здатність двигунів постійного струму.

38. Чому при аналізі динаміки двигуна послідовного збудження необхідно враховувати вплив вихрових струмів?

39. Як враховують вплив вихрових струмів у двигуні послідовного збудження?

40. За яких умов визначається еквівалентна електромагнітна стала часу нелінійної ланки?

4. ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНІ ВЛАСТИВОСТІ ТА РЕЖИМИ РОБОТИ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ

Асинхронні двигуни (АД) є в цей час одними з найбільш розповсюджених і складають близько 90% від усього парку машин і приблизно 55% від встановленої потужності. Це визначається рядом переваг АД у порівнянні з двигунами постійного струму: простота конструкції і надійність в експлуатації через відсутність колектора; менші габарити, вага та вартість; менша витрата кольорових металів; кращі енергетичні показники та ін.

Поява надійних і економічних перетворювачів частоти з ШІМ на цілком керованих напівпровідникових приладах відкриває широкі можливості для заміни регульованого електроприводу постійного струму частотно-регульованим асинхронним приводом.

Вид механічної характеристики АД залежить від типу ротора. Для двигунів з фазним ротором і короткозамкнутим ротором нормального виконання можна отримати порівняно прості аналітичні вирази механічної характеристики. Для роторів з глибокими пазами або з подвійною білячою кліткою не існує простих і зручних виразів механічних характеристик на ділянці великих ковзань.

4.1. Рівняння та характеристики асинхронних двигунів

Рис. 4.1. Спрощена Г-подібна схема заміщення асинхронного двигуна

Для аналізу електромеханічних і механічних властивостей АД користуються, як правило, спрощеною Г-подібною схемою заміщення двигуна з винесеним на вхід первинного кола намагнічувальним контуром (рис. 4.1). Ця схема справедлива при наступних припущеннях: параметри двигуна постійні; зведений опір ротора r_2' не залежить від частоти ЕРС ротора; насичення магнітного кола не впливає на реактивні опори обмоток статора x_1 і ротора x_2 ; намагнічувальний струм I_0 є постійним і не залежить від навантаження; вплив вищих гармонійних МРС не враховується.

На схемі заміщення АД прийняті такі позначення: $U_{1\phi}$ – діюче значення

фазної напруги мережі; I_1 – струм статора; I'_2 – зведений до обмотки статора струм ротора; I_0 – струм намагнічування; x_0 і r_0 – індуктивний і активний опори контуру намагнічування; x_1 і $x'_2 = x_2 K_e^2$ – зумовлене полями розсіяння індуктивний опір обмотки статора і зведений індуктивний опір обмотки ротора; r_1 і $r'_2 = r_2 K_e^2$ – активний опір обмотки статора і зведений опір обмотки ротора (у загальному випадку $r'_2 / S + R'_\delta / S = R'_2 / S$); $R'_\delta = R_\delta K_e^2$ – зведений додатковий опір; $\omega_0 = 2\pi f_1 / p$ – швидкість ідеального холостого ходу; ω – кутова швидкість ротора; K_e – коефіцієнт трансформації від статора до ротора; f_1 – частота живильної напруги; p – кількість пар полюсів.

Згідно зі схемою заміщення АД зведений струм ротора

$$I'_2 = \frac{U_{1\phi}}{\sqrt{(r_1 + R'_2 / S)^2 + (x_1 + x'_2)^2}}, \quad (4.1)$$

де $x_1 + x'_2 = x_\kappa$ – індуктивний опір короткого замикання.

Наведений вираз є рівнянням електромеханічної характеристики (рис. 4.2), оскільки ковзання S однозначно визначає кутову швидкість двигуна $\omega = \omega_0(1 - S)$.

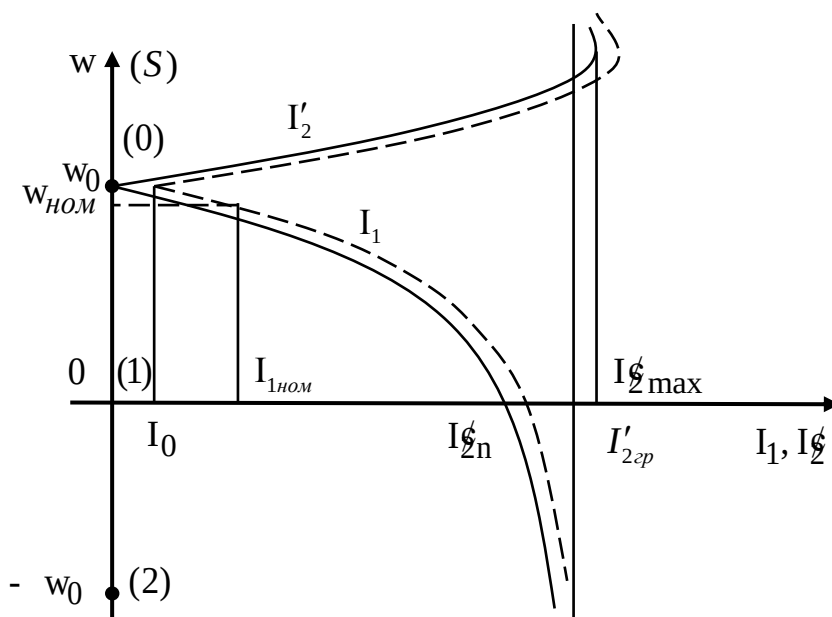


Рис. 4.2. Електромеханічні характеристики АД

Проаналізуємо характерні точки електромеханічних характеристик $I'_2 = f(\omega)$ і $I_1 = f(\omega)$:

- $\omega = \omega_0$, $S = 0$, $I'_2 = 0$, $I_1 = I_0$ – точка ідеального холостого ходу;
- $S = 1$, $\omega = 0$, $I'_2 = I'_{2n} = I'_{2\kappa.3}$ – режим короткого замикання, де $I'_{2\kappa.3}$ – струм пусковий або короткого замикання;

– $S \rightarrow +\infty$, I'_2 прямує до $I'_{2cp} = U_{1\phi} / \sqrt{r_1^2 + x_k^2}$ – гальмування противмиканням;
 – $S \rightarrow -\infty$, I'_2 прямує до I'_{2cp} з іншого боку (рис. 4.2) – рекуперативне гальмування.

Згідно з (4.1) максимальне значення струму ротора $I'_{2\max} = U_{1\phi} / x_k$ має місце при ковзанні $S_{cp} = -R'_2 / r_1$. Наявність цього максимуму струму ротора є причиною того, що критичний момент у генераторному режимі більше, ніж в рушійному.

Крива $I_1 = f(\omega)$ практично повторює залежність $I'_2 = f(\omega)$, оскільки спрощена схема заміщення передбачає сталість струму намагнічування I_0 .

Рівняння механічної характеристики може бути отримано на підставі балансу потужностей

$$P_1 = 3(I_0^2 r_0 + I_1^2 r_1 + I_2'^2 R'_2 / S), \quad (4.2)$$

з якого виходить, що потужність P_1 , споживана з мережі, витрачається на втрати в намагнічувальному контурі $3I_0^2 r_0$, втрати на активних опорах статорного кола $3I_1^2 r_1$. Складова $3I_2'^2 R'_2 / S$ перетворюється в електромагнітну потужність, що передається від статора до ротора через повітряний зазор, за допомогою магнітного поля, що обертається.

Виходячи з виразу електромагнітної потужності

$$P_{em} = M \omega_0 = \frac{3I_2'^2 R'_2}{S}, \quad (4.3)$$

можна записати вираз для електромагнітного моменту

$$M = \frac{3I_2'^2 R'_2}{S \omega_0}. \quad (4.4)$$

Підставляючи в (4.4) значення I'_2 з (4.1), отримаємо вираз для електромагнітного моменту

$$M = \frac{3U_{1\phi}^2 R'_2}{\omega_0 S \left[(r_1 + R'_2 / S)^2 + (x_1 + x'_2)^2 \right]}, \quad (4.5)$$

який пов'язує момент двигуна і ковзання і є рівнянням механічної характеристики (рис. 4.3), що має ділянку рушійного ($0 \leq S \leq 1$), генераторного режиму ($S < 0$) та режиму гальмування противмиканням ($S > 1$). Аналіз рівняння

(4.5) показує, що момент двигуна має максимум в рушійному і генераторному режимах. Критичне ковзання можна визначити дослідженням виразу (4.5) на екстремум: для природної характеристики

$$S_{кр} = \pm \frac{r'_2}{\sqrt{r_1^2 + x_k^2}}, \quad (4.6)$$

для штучної характеристики

$$S_{кр.шт} = \pm \frac{r'_2 + R'_d}{\sqrt{r_1^2 + x_k^2}}, \quad (4.7)$$

де знак плюс відноситься до рушійного режиму, а знак мінус – до режиму рекуперативного гальмування (генераторний режим з віддачею енергії в мережу).

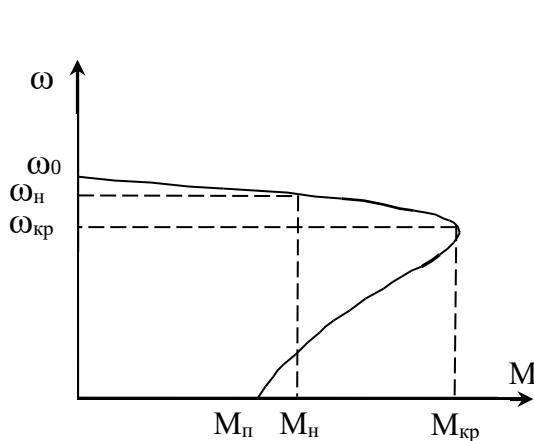


Рис. 4.3. Механічна характеристика асинхронного двигуна з фазним ротором

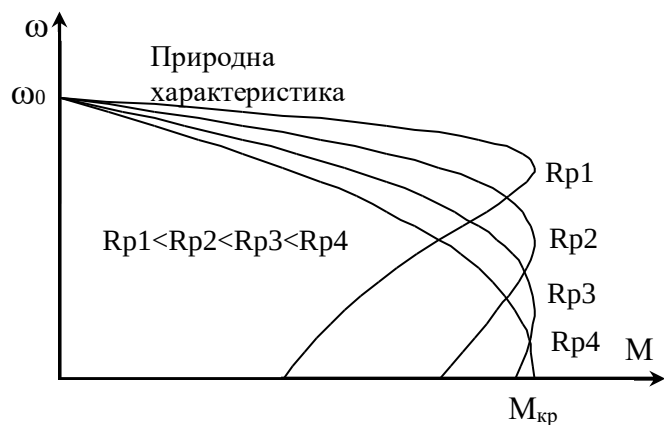


Рис. 4.4. Природна та реостатні механічні характеристики асинхронного двигуна з фазним ротором

Підставивши в рівняння (4.5) значення $S_{кр}$ з (4.6), отримаємо вираз для критичного моменту

$$M_{кр} = \frac{3U_{1\phi}^2}{2\omega_0(r_1 \pm \sqrt{r_1^2 + x_k^2})}. \quad (4.8)$$

Аналіз рівняння (4.8) і графіків рис. 4.3, 4.4 показує, що при синхронному обертанні $S=0$ момент двигуна $M=0$.

У зоні невеликих ковзань ($S \leq 0,75 \leq S_{кр}$) механічна характеристика близька до лінійної залежності. На цій ділянці спад напруги в статорному колі відносно невеликий і магнітний потік близький до номінального. На ділянці великих ковзань $S > S_{кр}$ механічна характеристика має гіперболічний характер.

Критичний момент не залежить від додаткового опору, включеного в ротор. Зі зміною додаткового опору змінюється лише критичне ковзання, при якому має місце максимальний (критичний) момент (рис. 4.4).

Якщо $S > S_{кр}$, момент двигуна зменшується, незважаючи на те, що струм ротора значно збільшується. Це обумовлено тим, що при $S > S_{кр}$ активна складова струму ротора не зростає, а, навпаки, зменшується унаслідок зниження

$$\cos \varphi_2 = R'_2 / \sqrt{R'^2_2 + x'^2_2 S^2}.$$

З рівняння (4.4) можна отримати вираз для струму ротора у відносних одиницях у функції моменту

$$I'^*_2 = \sqrt{M^* S / S_n}. \quad (4.9)$$

Аналіз (4.8) показує, що критичний момент асинхронного двигуна в генераторному режимі більше, ніж у рушійному (рис. 4.5). Відношення моментів визначається виразом

$$\frac{M_{кр,г}}{M_{кр,д}} = \frac{\sqrt{r_1^2 + x_k^2} + r_1}{\sqrt{r_1^2 + x_k^2} - r_1}.$$

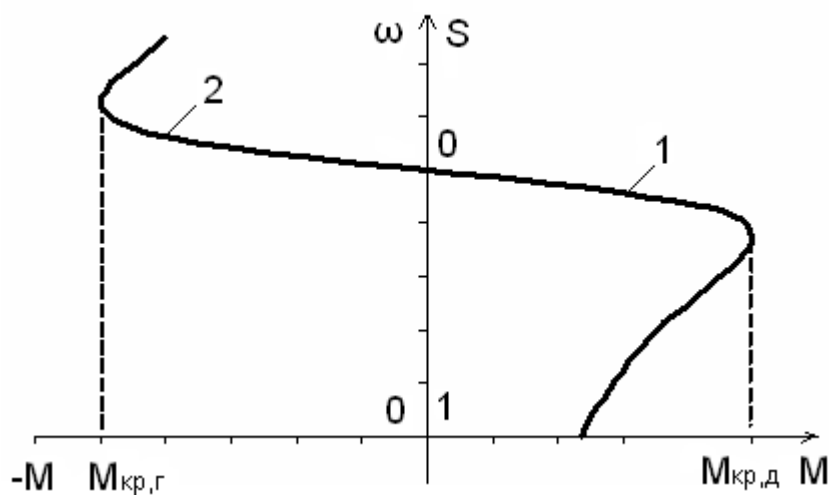


Рис. 4.5. Механічна характеристика асинхронного двигуна: 1 – рушійний режим; 2 – режим рекуперативного

Збільшення критичного моменту зумовлено впливом активного опору r_1 обмотки статора. У генераторному режимі для зміни фази струму статора і падіння напруги на r_1 ЕРС двигуна повинна бути більшою, ніж у рушійному режимі. Це можливо при збільшенні магнітного потоку двигуна. У результаті цього критичний момент, залежний від магнітного потоку, збільшується в генераторному режимі.

Нехтуючи активним опором обмотки статора, який для машин великої потужності значно менше індуктивного, вирази (4.6) і (4.7) набувають вигляду:

$$S_{кр} = r'_2 / x_k; S_{кр.ум} = (r'_2 + R'_o) / x_k.$$

При цьому критичний момент, що визначається як

$$M_{кр} = 3U_{\phi}^2 / 2\omega_0 x_k$$

росте зі зменшенням x_k . Проте при цьому згідно з (4.1) пусковий струм ($S = 1$) також збільшується

$$I_n = \frac{U_{1\phi}}{\sqrt{(r_1 + r'_2)^2 + x_k^2}}.$$

Відношення пускового струму до номінального є важливою характеристикою асинхронних двигунів з короткозамкнутим ротором, оскільки великі пускові струми негативно впливають на живильну мережу.

Отриманий вираз (4.5) механічної характеристики АД незручний для практичного користування, оскільки в ньому фігурують параметри обмоток статора і ротора.

З використанням рівнянь (4.5) і (4.8) рівнянню механічної характеристики можна надати більш просту і зручну для практичного користування форму, у вигляді уточненої формули Клосса:

$$M = \frac{2M_{кр}(1 + \alpha S_{кр})}{S / S_{кр} + S_{кр} / S + 2\alpha S_{кр}}, \quad (4.10)$$

де $\alpha = r_1 / r'_2$ – відношення опорів.

Підставляючи в (4.10) $S = S_n$, $M = M_n$, отримуємо вираз для критичного ковзання, значення якого слід використовувати при розрахунку механічних характеристик за допомогою (4.10)

$$S_{кр} = \frac{S_n(\lambda_{ог} + \sqrt{\lambda_{ог}^2 - 1 + 2\alpha S_n(\lambda_{ог} - 1)})}{1 - 2\alpha S_n(\lambda_{ог} - 1)}, \quad (4.11)$$

де $\lambda_{ог} = M_{кр} / M_n$ – перевантажувальна здатність двигуна.

Нехтуючи активним опором обмотки статора ($\alpha = 0$), отримуємо з (4.10) спрощений вираз механічної характеристики (спрощена формула Клосса)

$$M = \frac{2M_{кр}}{S_{кр} / S + S / S_{кр}} \text{ або } M = \frac{2M_{кр}S_{кр}S}{S_{кр}^2 + S^2}. \quad (4.12)$$

При побудові характеристик за допомогою наведеного виразу критичне ковзання знаходиться таким чином

$$S_{кр} = S_n(\lambda_{ов} + \sqrt{\lambda_{ов}^2 - 1}). \quad (4.13)$$

У відносних одиницях вираз (4.12) приймає вигляд:

$$M^* = 2 / (S^* + 1 / S^*), \quad (4.14)$$

де $M^* = M / 2M_{кр}$; $S^* = S / S_{кр}$ – відносні значення величин.

Для побудови механічних характеристик за допомогою (4.10) і (4.12) необхідно знати лише три параметри двигуна: номінальний момент; номінальну швидкість і кратність критичного моменту $\lambda_{ов} = M_{кр} / M_n$. Ці параметри надаються в паспорті двигуна. Задаючись рядом значень ковзання, можна за (4.10) і (4.12) побудувати механічну характеристику в рушійному і гальмівних режимах роботи.

У зоні малих ковзань звичайно нехтують складовою $S / S_{кр}$ у рівнянні (4.12) і тоді механічна характеристика АД у своїй робочій частині описується рівнянням прямої

$$M \approx 2M_{кр}S / S_{кр}. \quad (4.15)$$

Це рівняння дотичної до кривої моменту в точці з координатами: $\omega = \omega_0$; $M = 0$ (рис. 4.6), з якого видно, що вираз (4.15) призводить до великих погрешностей, оскільки при $S = S_{кр}$ дає подвоєне значення критичного моменту. Більш точні результати дає лінійна апроксимація механічної характеристики $M = M_n S / S_n$, яка дозволяє більш точно визначити координати усталеного руху при коливаннях навантаження від 0 до $1,5 M_n$ ($S \leq 0,75 S_{кр}$).

На ділянці великих ковзань механічна характеристика має гіперболічний характер $M \approx 2M_{кр}S_{кр} / S$.

Жорсткість механічної характеристики асинхронного двигуна $\beta = \frac{\partial M}{\partial \omega}$ при $S > S_{кр}$ – позитивна, при $S = S_{кр}$ рівна нулю, а при $S < S_{кр}$ – негативна.

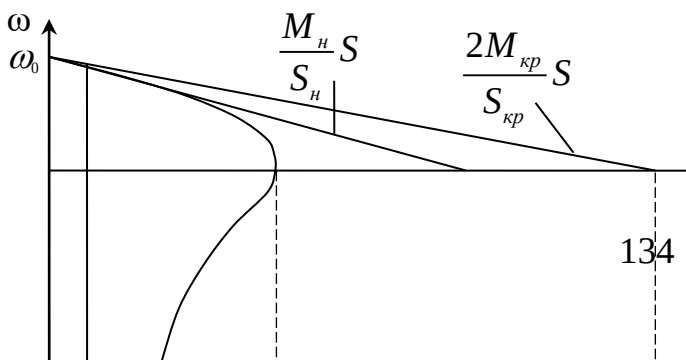


Рис. 4.6. До апроксимації лінійної ділянки механічної характеристики асинхронного двигуна

Перевантажувальна здатність асинхронного двигуна обмежується величиною критичного моменту $\lambda_{\text{ов}} = M_{\text{кр}} / M_{\text{н}} = 1,8 \dots 3,5$. Менші значення відносяться до стандартних двигунів. Двигуни спеціального призначення (краново-металургійні) володіють більшою перевантажувальною здатністю.

Оскільки момент двигуна пропорційний квадрату прикладеної напруги U_1 , то внаслідок цього асинхронний двигун чутливий до коливань напруги мережі. Для штучних характеристик при зниженні напруги критичний момент визначається як

$$M_{\text{кр.ш}} = M_{\text{кр}} (U_1 / U_{1\text{н}})^2. \quad (4.16)$$

Оскільки критичне ковзання не залежить від напруги, то розрахунок штучних характеристик проводиться за допомогою (4.10) або (4.12), в які необхідно лише підставити нове значення критичного моменту $M_{\text{кр.ш}}$, знайдене за виразом (4.16). При цьому для будь-якої швидкості момент двигуна на штучній характеристиці буде в $(U_1 / U_{1\text{н}})^2$ раз менше, ніж на природній, тобто штучна характеристика в певному масштабі повторює природну.

Узявши відношення виразів (4.6) і (4.7), отримаємо

$$\frac{S_{\text{кр.ш}}}{S_{\text{кр}}} = \frac{r_2 + R_{\text{д}}}{r_2}. \quad (4.17)$$

Це співвідношення можна розповсюдити на будь-які ковзання, для фіксованого значення моменту двигуна

$$\frac{S_{\text{ш}}}{S} = \frac{r_2 + R_{\text{д}}}{r_2}. \quad (4.18)$$

Користуючись цими виразами, можна за допомогою природної характеристики побудувати реостатну характеристику при різних значеннях додаткового опору $R_{\text{д}}$. Для цього, задаючись різними моментами, визначають ковзання на природній характеристиці, а потім на реостатній (штучній)

$$S_{uu} = S(r_2 + R_o) / r_2.$$

За допомогою (4.18) легко також знайти координати усталеного руху при заданому R_o або, навпаки, визначити R_o , що забезпечує задану швидкість на реостатній характеристиці.

Для двигунів з короткозамкнутим ротором суттєве значення має кратність пускового моменту і струму стосовно номінальних значень. Ці двигуни при великій кратності пускового струму $I_1 / I_n = 5 \dots 7$ розвивають порівняно низький пусковий момент $M_n / M_n = 1, 2 \dots 1, 8$.

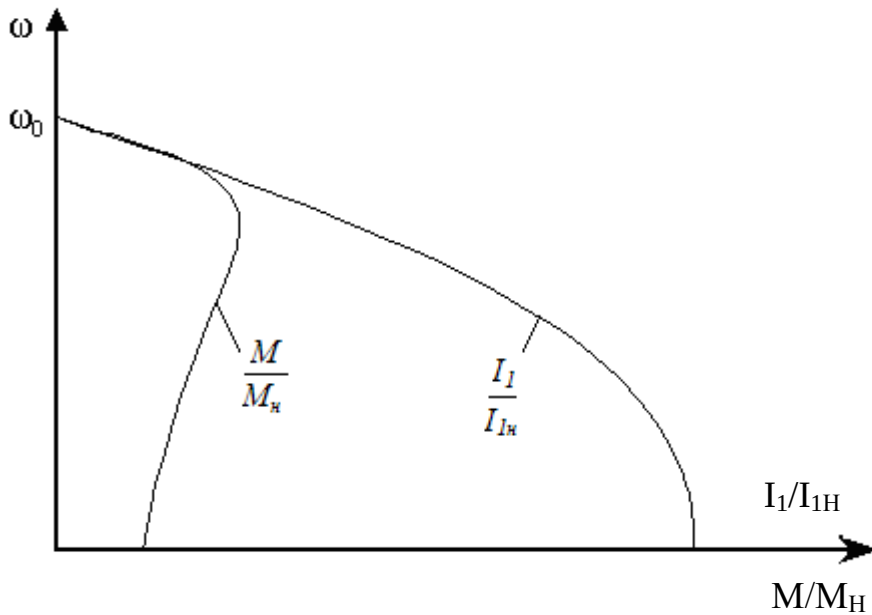


Рис. 4.7. Механічна і електромеханічна характеристики асинхронного двигуна

На рис. 4.7 представлена залежність струму статора і моменту у функції швидкості асинхронного короткозамкненого двигуна. При великих ковзаннях пропорційність між струмом статора і моментом двигуна відсутня, що пояснюється значним зниженням коефіцієнта потужності кола ротора.

Момент асинхронного двигуна можна знайти також з виразу електромагнітної потужності

$$M = \frac{P_2}{\omega_0} = \frac{3E_2' I_2' \cos \varphi_2}{\omega_0} = K \Phi I_2' \cos \varphi_2,$$

в якому передбачається $U_{1\phi} \approx E_1 = 4,44 f_1 \Phi W_1 K_{ob}$, а магнітний потік постійним; позначено: W_1 – кількість витків фази статора; K_{ob} – обмотковий коефіцієнт; f_1 – частота напруги живильної мережі; K – коефіцієнт пропорційності.

У наведений вираз для моменту двигуна входить $\cos \varphi_2$, величина якого значно зменшується при пуску. Для підвищення пускового моменту і зниження пускового струму застосовуються короткозамкнуті двигуни спеціальних конструкцій, у яких ротор має дві клітки або глибокі пази з високими вузькими стрижнями. Опір ротора цих двигунів у пусковий період значно більше, ніж при номінальній швидкості, унаслідок поверхневого ефекту (витіснення струму),

який виявляється при великих ковзаннях (частотах). У результаті цього збільшується $\cos \varphi_2$, тому ці двигуни мають більший пусковий момент і меншу кратність пускового струму. Механічні характеристики таких двигунів мають незначні провали моменту при ковзаннях, рівних 0,7...0,9 (рис. 4.8), зумовлені впливом вищих гармонік магнітного потоку.

Для побудови механічних характеристик АД з короткозамкнутим ротором при великих ковзаннях слід користуватися каталожними даними (див. додаток 2), де вказується кратність пускового і критичного моменту, а також мінімального моменту $M_{\min}$ (точка А рис. 4.8). Ділянка характеристики при $S \leq S_{\text{кр}}$ будується за допомогою наведених вище рівнянь (4.10) і (4.12).

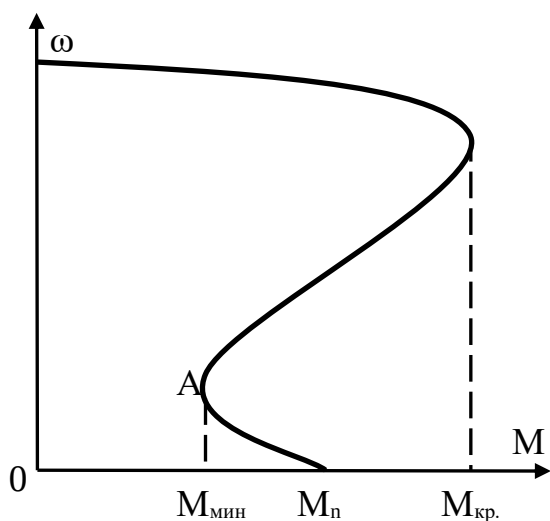


Рис. 4.8. Механічні характеристики асинхронного двигуна з короткозамкнутим ротором

Приклад 4.1. Для асинхронного двигуна з фазним ротором типу МТ 31-6 ($P_n = 11$ кВт; $n_n = 953$ об/хв; $U_{1n} = 380$ В; $I_{1n} = 28,4$ А; $r_1 = 0,415$ Ом; $x_1 = 0,465$ Ом; $r_2 = 0,132$ Ом; $x_2 = 0,27$ Ом; $E_{2n} = 200$ В; $I_{2n} = 35,4$ А; $\lambda_{\text{ов}} = M_{\text{кр}}/M_n = 3,1$) необхідно:

- розрахувати і побудувати природну механічну характеристику;
- розрахувати і побудувати штучну (реостатну) характеристику при вмиканні в коло додаткового опору $R_d = 0,1R_n$.

Р о з в ' я з а н н я. Коефіцієнт зведення опорів

$$K_e = \frac{E_{1n}}{E_{2n}} \approx \frac{0,95U_{1n}}{E_{2n}} = \frac{0,95 \cdot 380}{200} = 1,81.$$

Зведені опори ротора до обмоток статора

$$r'_2 = K_e^2 r_2 = 1,81^2 \cdot 0,132 = 0,432 \text{ Ом};$$

$$x'_2 = K_e^2 x_2 = 1,81^2 \cdot 0,27 = 0,884 \text{ Ом}.$$

Індуктивний опір короткого замикання

$$x_k = x_1 + x'_2 = 0,465 + 0,884 = 1,35 \text{ Ом.}$$

Номінальна кутова швидкість

$$\omega_n = \pi n_n / 30 = 3,14 \cdot 953 / 30 = 99,8 \text{ 1/с.}$$

Синхронна кутова швидкість (швидкість ідеального холостого ходу)

$$\omega_0 = \pi n_0 / 30 = 3,14 \cdot 1000 / 30 = 104,7 \text{ 1/с.}$$

Номінальне ковзання

$$S_n = (n_0 - n_n) / n_0 = (\omega_0 - \omega_n) / \omega_0 = (1000 - 953) / 1000 = 0,047.$$

Номінальний електромагнітний момент двигуна

$$M_n = 1,05 P_n / \omega_n = 1,05 \cdot 11 \cdot 10^3 / 99,8 = 115,7 \text{ Н·м.}$$

Критичний момент

$$M_{кр} = \lambda_{\partial\partial} M_n = 3,1 \cdot 115,7 = 358,7 \text{ Н·м.}$$

Для побудови механічної характеристики за виразом (4.10) критичне ковзання знаходиться згідно з (4.11)

$$\begin{aligned} S_{кр} &= \frac{S_n \left(\lambda_{\partial\partial} + \sqrt{\lambda_{\partial\partial}^2 - 1 + 2 S_n \alpha (\lambda_{\partial\partial} - 1)} \right)}{1 - 2 \alpha S_n (\lambda_{\partial\partial} - 1)} = \\ &= \frac{0,047 \cdot \left(3,1 + \sqrt{3,1^2 - 1 + 2 \cdot 0,047 \cdot 0,96 \cdot (3,1 - 1)} \right)}{1 - 2 \cdot 0,96 \cdot 0,047 \cdot (3,1 - 1)} = 0,352, \end{aligned}$$

де $\alpha = r_1 / r'_2 = 0,415 / 0,432 = 0,96$.

Рівняння механічної характеристики

$$M = \frac{2 M_{кр} (1 + \alpha S_{кр})}{S / S_{кр} + S_{кр} / S + 2 \alpha S_{кр}}$$

з урахуванням знайдених значень набуває вигляду

$$M = \frac{960}{S / 0,352 + 0,352 / S + 0,676}.$$

Для більш точної побудови механічної характеристики необхідно при ковзаннях, близьких до критичного, зменшити прирости ковзання при розрахунку поточного значення моменту двигуна. Зразковий діапазон зміни ковзання наведено в табл. 4.1, куди зведені результати розрахунку природної механічної характеристики.

Таблиця 4.1

S	0	0,047	0,15	0,25	0,3	0,352	0,4	0,5	0,6	0,7	0,9	1,0
ω 1/c	104,7	99,8	99	78,5	73,3	67,8	62,8	52,3	41,9	31,4	10,5	0
M Нм	0	115,7	278,4	343,6	355,4	358,7	356,6	342,8	323,5	303	264,9	248

Розрахунок штучної характеристики.

Номінальний опір ротора

$$R_{2H} = \frac{E_{2H}}{\sqrt{3}I_{2H}} = \frac{200}{\sqrt{3} \cdot 35,4} = 3,26 \text{ Ом.}$$

Додатковий опір, увімкнений у коло ротора на штучній характеристиці

$$R_{\phi} = 0,1R_{2H} = 0,1 \cdot 3,26 = 0,326 \text{ Ом.}$$

Зведений додатковий опір

$$R'_{\phi} = K_e^2 R_{\phi} = 1,81^2 \cdot 0,326 = 1,068 \text{ Ом.}$$

Критичне ковзання на штучній характеристиці, знайдене за допомогою (4.17)

$$S_{кр.шт} = S_{кр} \frac{r_2 + R_{\phi}}{r_2} = 0,352 \cdot \frac{0,132 + 0,326}{0,132} = 1,24.$$

Рівняння штучної механічної характеристики

$$M = \frac{2M_{кр}(1 + \alpha S_{кр.шт})}{S / S_{кр.шт} + S_{кр.шт} / S + 2\alpha S_{кр.шт}} = \frac{1571}{S / 1,24 + 1,24 / S + 2,38}.$$

Розрахунок штучної характеристики за наведеним рівнянням зведено у табл. 4.2.

Таблиця 4.2

S	0	0,5	1,0	1,24	1,4	1,8
$\omega, 1/c$	104,7	52,35	0	-25,2	-41,9	-83,8
M, Нм	0	312,7	354,9	358,7	357,5	347,5

За даними таблиць 4.1 і 4.2 на рис. 4.9 побудовані природна 1 і штучна 2 характеристики.

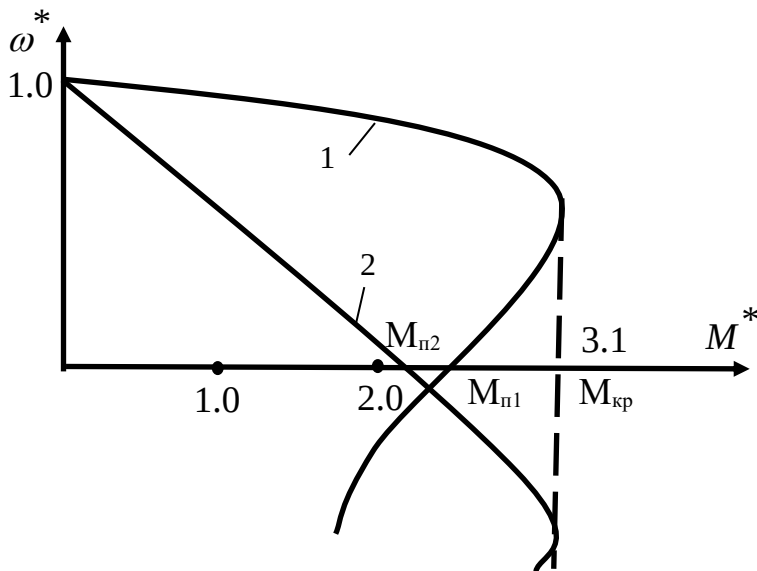


Рис. 4.9. Природна (1) і штучна (2) механічні характеристики АД з фазним ротором до прикладу 4.1

Приклад 4.2. Для асинхронного двигуна з короткозамкнутим ротором типу 4А 112МА6 необхідно:

- розрахувати параметри спрощеної схеми заміщення;
- побудувати механічну характеристику.

Номінальні дані двигуна: $P_n = 3$ кВт, $U_n = 380$ В, $n_0 = 1000$ об/хв, $\eta_n = 0,81$, $\cos\varphi_n = 0,76$. Параметри схеми заміщення у відносних одиницях: $x_0^* = 1,9$, $r_1^* = 0,085$, $x_1^* = 0,074$, $r_2'^* = 0,063$, $x_2'^* = 0,1$.

Параметри механічної характеристики з урахуванням витіснення струму в стрижнях обмотки ротора: пусковий момент $m_n = M_n / M_n = 2,0$; критичний момент $m_{кр} = M_{кр} / M_n = 2,5$; мінімальний момент у точці провалу характеристики при $S = 0,8$ дорівнює $m_m = M_{\min} / M_n = 1,8$; номінальне ковзання $S_n = 0,047$; критичне ковзання $S_{кр} = 0,37$.

Р о з в ' я з а н н я. Номінальний фазний струм обмотки статора

$$I_{1\text{нф}} = P_n / 3U_{1\text{нф}}\eta_n \cos\varphi_n = \frac{3000}{3 \cdot 220 \cdot 0,81 \cdot 0,76} = 7,38 \text{ А.}$$

Базовий опір

$$x_{\sigma} = \frac{U_{1nf}}{I_{1nf}} = \frac{220}{7,38} = 29,81 \text{ Ом.}$$

Параметри схеми заміщення:

$$\begin{aligned}x_0 &= x_0^* x_{\sigma} = 1,9 \cdot 29,81 = 56,64 \text{ Ом;} \\r_1 &= r_1^* x_{\sigma} = 0,085 \cdot 29,81 = 2,53 \text{ Ом;} \\x_1 &= x_1^* x_{\sigma} = 0,074 \cdot 29,81 = 2,2 \text{ Ом;} \\r_2' &= r_2'^* x_{\sigma} = 0,063 \cdot 29,81 = 1,88 \text{ Ом;} \\x_2' &= x_2'^* x_{\sigma} = 0,1 \cdot 29,81 = 2,98 \text{ Ом.}\end{aligned}$$

Для побудови механічної характеристики при $S \leq S_{кр}$ можна скористатися рівнянням (4.10)

Синхронна кутова швидкість

$$\omega_0 = \frac{\pi n_0}{30} = \frac{3,14 \cdot 1000}{30} = 104,7 \text{ 1/с.}$$

Номінальна кутова швидкість двигуна

$$\omega_n = \omega_0 (1 - S_n) = 104,7 (1 - 0,047) = 99,78 \text{ 1/с.}$$

Номінальний момент двигуна

$$M_n = P_n / \omega_n = 3000 / 99,78 = 30 \text{ Н·м.}$$

Критичний момент

$$M_{кр} = m_{кр} M_n = 2,5 \cdot 30 = 75 \text{ Н·м.}$$

Пусковий момент

$$M_n = m_n M_n = 2 \cdot 30 = 60 \text{ Н·м.}$$

Мінімальний момент у точці провалу механічної характеристики

$$M_{min} = m_m \cdot M_n = 1,8 \cdot 30 = 54 \text{ Н·м.}$$

Відношення активних опорів статора і ротора

$$\alpha = r_1 / r_2' = 2,53 / 1,88 = 1,346.$$

Після підстановки цих даних рівняння (4.10) набуває вигляду

$$M = \frac{223,5}{S / 0,37 + 0,37 / S + 0,98}.$$

Результати розрахунків зведено в табл. 4.3.

Таблиця 4.3

S	0	0,047	0,2	0,3	0,37	0,4	0,5	0,6
ω , 1/c	104,7	99,78	83,76	73,29	65,96	62,82	52,35	41,88
M, Нм	0	30	66,3	73,9	75	74,8	72,8	69,4

За даними табл. 4.3 побудована з урахуванням M_n та $M_{\min}$ механічна характеристика асинхронного двигуна (рис. 4.10.)

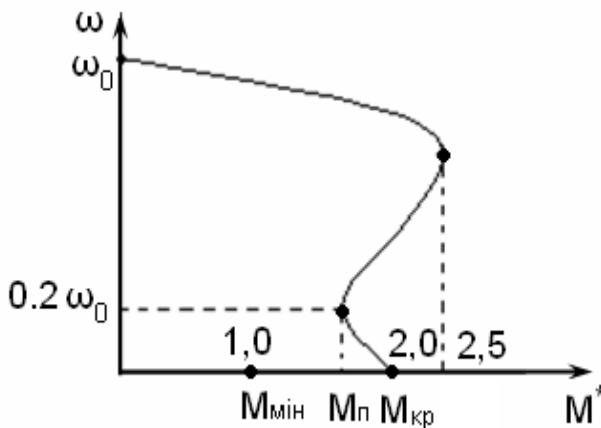


Рис. 4.10. Механічна характеристика короткозамкненого асинхронного двигуна типу 4А112МА6 до прикладу 4.2

4.2. Побудова пускових характеристик і розрахунок додаткових опорів

Порядок розрахунку пускових опорів, наведений у розділі 3 для двигуна постійного струму незалежного збудження, може бути застосований для асинхронних двигунів з фазним ротором. Відмінність полягає лише у виборі максимальних (пускових) моментів, які в асинхронному двигуні обмежуються нагрівом від збільшених струмів у порівнянні з моментом при великих ковзаннях. Максимальний пусковий момент M_1 приймається звичайно не більше $0,85M_{кр}$ з урахуванням можливого зменшення $M_{кр}$ при зниженні напруги мережі.

За відсутності повних каталожних даних двигуна розрахунок проводиться наближеним способом, який заснований на тому, що реостатні характеристики приймаються лінійними (рис. 4.11). Це дозволяє вести розрахунок опорів пускового реостата графічним або графоаналітичним способом як і для двигуна

постійного струму.

Розглянемо графоаналітичний метод розрахунку пускових опорів. Можна показати, що відношення пускового моменту M_1 до моменту перемикавання M_2 для асинхронного двигуна знаходиться за виразом:

$$\lambda = \frac{M_1}{M_2} = m \sqrt{\frac{M_n}{M_1 S_n}}, \quad (4.19)$$

отриманим на основі виразу (3.21) для двигуна постійного струму з урахуванням $R_{pm} = R_{pn} M_n / M_1$ (де m – кількість ступіней пускового реостата).

На рис. 4.11 наведена схема вмикання та пускові характеристики асинхронного двигуна, побудовані наближеним способом.

Порядок побудови пускових характеристик і розрахунку додаткових опорів з урахуванням позначень, прийнятих на рис. 4.11:

- задаються пусковим моментом $M_1 \leq 0,85 M_{кр}$ і кількістю ступенів пускового реостата $m = 3 \dots 5$;
- за допомогою (4.19) знаходять

$$\lambda = \frac{M_1}{M_2} = m \sqrt{\frac{M_n}{S_n M_1}};$$

– знаючи λ , знаходять момент перемикавання $M_2 = M_1 / \lambda$, значення якого для виключення застрягання двигуна на проміжній швидкості повинно бути $M_2 \geq (1,1 \dots 1,3) M_c$. Якщо ця умова не дотримується, збільшують кількість ступенів m пускового реостата;

– знаючи M_1 і M_2 , будують пускові характеристики так само, як і для двигуна постійного струму;

– використовуючи залежність $R_{pm} = r_2 \lambda^m$, вираховують загальний опір $R_{p1} \dots R_{pm}$ реостатних характеристик;

– за знайденими значеннями $R_{p1} \dots R_{pm}$ визначають опір n -ї ступіні пускового реостата, наприклад, $R_{o1} = R_{p3} - R_{p2}$. У загальному випадку при $n \leq m$

$$R_{on} = r_2 (\lambda - 1) \lambda^{m-n}. \quad (4.20)$$

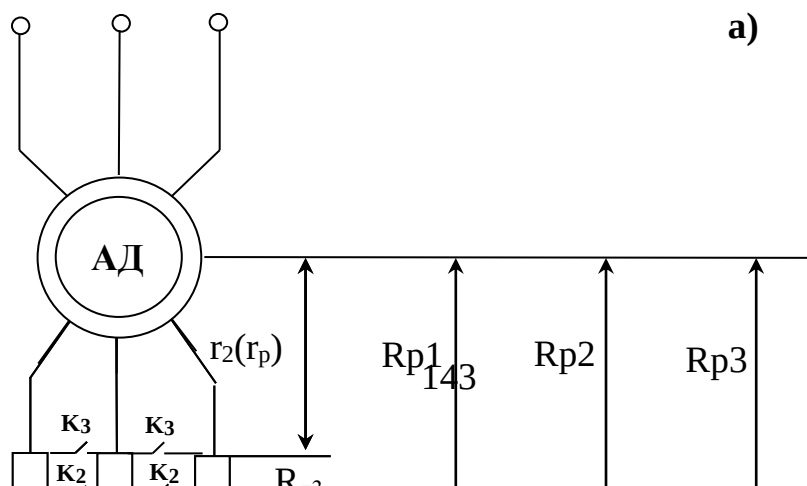


Рис. 4.11. Схема вмикання (а) і механічні характеристики (б) асинхронного двигуна, побудовані наближеним способом

Опір обмотки ротора визначається приблизно згідно з рівнянням

$$r_2 = R_{pn} S_n = \frac{E_{2n}}{\sqrt{3} I_{2n}} S_n, \quad (4.21)$$

де E_{2n} – лінійна напруга на клеммах ротора нерухомого двигуна; I_{2n} – номінальний фазний струм ротора.

Приклад 4.3. Для асинхронного двигуна типу МТВ612-10 ($P_n = 60$ кВт, $U_n = 380$ В, $I_{1n} = 145$ А, $n_n = 578$ об/хв, $E_{2n} = 245$ В, $I_{2n} = 153$ А, $\lambda_{\text{дв}} = M_{\text{кр}} / M_n = 3,0$) розрахувати аналітичним методом опори пускових резисторів, які необхідно включити в коло ротора для пуску двигуна в чотири ступіні ($m = 4$). Момент опору $M_c = 0,8 M_n$.

Механічні характеристики двигуна на робочих ділянках прийняті лінійними, а позначення опорів за аналогією з рис. 4.11.

Р о з в ’ я з а н н я. Номінальна кутова швидкість

$$\omega_n = \pi n_n / 30 = 3,14 \cdot 578 / 30 = 60,5 \text{ 1/с.}$$

Номінальне ковзання

$$S_n = \frac{n_0 - n_n}{n_0} = \frac{600 - 578}{600} = 0,0367.$$

Номінальний момент двигуна

$$M_n = P_n / \omega_n = \frac{60 \cdot 10^3}{60,5} = 991,7 \text{ Н·м.}$$

Статичний момент

$$M_c = 0,8M_n = 0,8 \cdot 991,7 = 793,4 \text{ Н·м.}$$

Критичний момент

$$M_{кр} = \lambda_{ов} \cdot M_n = 3,0 \cdot 991,7 = 2975,2 \text{ Н·м.}$$

Максимальний пусковий момент

$$M_1 = 2,1M_n = 2,1 \cdot 991,7 = 2082,6 \text{ Н·м.}$$

Відношення максимального і мінімального моментів перемикання

$$\lambda = \sqrt[4]{\frac{M_n}{M_1 S_n}} = \sqrt[4]{\frac{991,7}{2082,6 \cdot 0,0367}} = 1,9.$$

Момент перемикання

$$M_2 = M_1 / \lambda = \frac{2082,6}{1,9} = 1096,1 \text{ Н·м,}$$

оскільки $M_2 > M_c$, то умова запуску двигуна без застрягання на проміжній швидкості дотримується.

Активний опір обмотки ротора

$$r_2 = \frac{E_{2н} S_n}{\sqrt{3} I_{2н}} = \frac{245 \cdot 0,0367}{\sqrt{3} \cdot 153} = 0,034 \text{ Ом.}$$

Повний опір реостатних характеристик

$$R_{pm} = r_2 \lambda^m.$$

Для четвертої пускової характеристики

$$R_{p4} = r_2 \lambda^4 = 0,034 \cdot 1,9^4 = 0,443 \text{ Ом.}$$

Для третьої пускової характеристики

$$R_{p3} = r_2 \lambda^3 = 0,034 \cdot 1,9^3 = 0,233 \text{ Ом.}$$

Для другої пускової характеристики

$$R_{p2} = r_2 \lambda^2 = 0,034 \cdot 1,9^2 = 0,123 \text{ Ом.}$$

Для першої пускової характеристики

$$R_{p1} = r_2 \lambda = 0,034 \cdot 1,9 = 0,065 \text{ Ом.}$$

Додаткові опори для кожної ступіні пускового реостата:

$$R_{\partial 1} = R_{p4} - R_{p3} = 0,443 - 0,233 = 0,211 \text{ Ом;}$$

$$R_{\partial 2} = R_{p3} - R_{p2} = 0,233 - 0,123 = 0,11 \text{ Ом;}$$

$$R_{\partial 3} = R_{p2} - R_{p1} = 0,123 - 0,065 = 0,058 \text{ Ом;}$$

$$R_{\partial 4} = R_{p1} - r_2 = 0,065 - 0,034 = 0,031 \text{ Ом.}$$

4.3. Гальмівні режими асинхронних двигунів

Асинхронні двигуни можуть працювати в трьох гальмівних режимах:

– генераторне гальмування з віддачею енергії в мережу (рекуперативне гальмування);

– гальмування противмиканням;

– динамічне гальмування.

Усі перераховані способи застосовні як для двигунів з фазним ротором, так і з короткозамкненим.

Механічні характеристики для вказаних режимів роботи асинхронного двигуна зображено на рис. 4.12. У першому квадранті розташовані природна ($R_d = 0$) і дві штучні характеристики (R_{d1} ; R_{d2}) для рушійного режиму при підйомі вантажу або русі в умовному напрямі «Вперед». Аналогічні характеристики для протилежного напрямку обертання розташовуються в третьому квадранті.

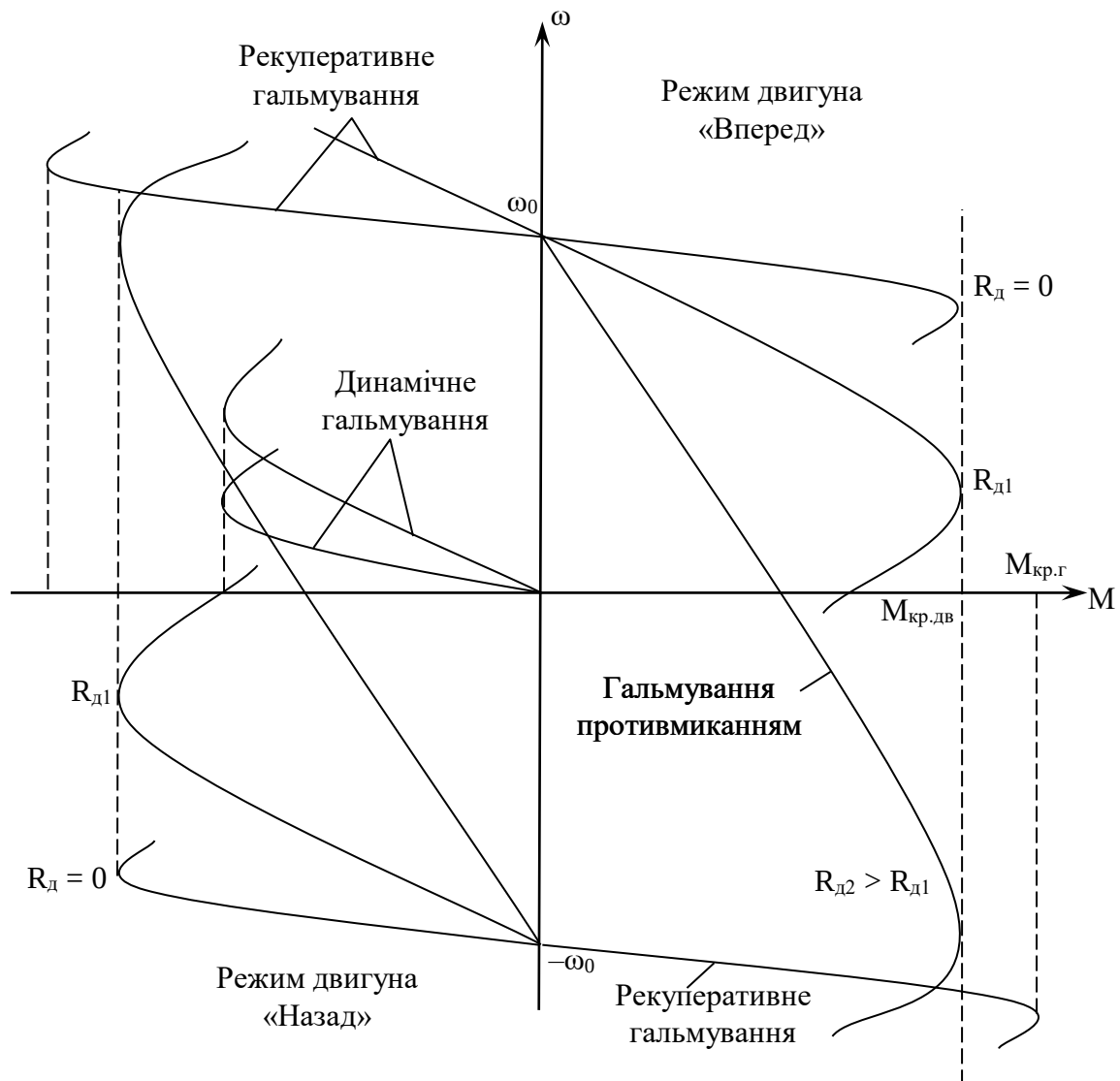


Рис. 4.12. Механічні характеристики асинхронного двигуна для різних режимів роботи

Характеристики, розташовані в другому квадранті $\omega > \omega_0$ відповідають генераторному режиму роботи з віддачею енергії в мережу. Ці характеристики є продовженням відповідних характеристик рушійного режиму в другий квадрант. Ділянки характеристик, отримані продовженням характеристик рушійного режиму в четвертий квадрант, відповідають режиму гальмування противмиканням.

Якщо початкові характеристики рушійного режиму розташовані в третьому квадранті, то їх продовження в четвертий – відповідає режиму генераторного гальмування з віддачею енергії в мережу, а в другому – режиму

гальмування противмиканням.

Характеристики динамічного гальмування розташовуються в другому і четвертому квадрантах і проходять через початок координат.

Оскільки характеристики є нелінійними, то середні значення моментів асинхронного двигуна за час пуску та гальмування можуть бути визначені так

$$M_{сер} = \frac{1}{S_{поч} - S_{кін}} \int_{S_{кін}}^{S_{поч}} M(S) dt. \quad (4.22)$$

Підставляючи в цей вираз спрощений вираз (4.12) механічної характеристики асинхронного двигуна, отримаємо

$$M_{сер} = \frac{2M_{кр}S_{кр}}{S_{поч} - S_{кін}} \int_{S_{кін}}^{S_{поч}} \frac{S}{S^2 + S_{кр}^2} ds = \frac{M_{кр}S_{кр}}{S_{поч} - S_{кін}} \ln(S^2 + S_{кр}^2) \Big|_{S_{кін}}^{S_{поч}}. \quad (4.23)$$

За аналогією можна знайти середнє значення моменту за час динамічного гальмування

$$M_{сер.дг} = \frac{M_{к.дг}S_{кр}}{S_{поч} - S_{кін}} \ln(S^2 + S_{кр}^2) \Big|_{S_{кін}}^{S_{поч}}, \quad (4.24)$$

де $M_{к.дг}$ – критичний момент двигуна в режимі динамічного гальмування;
 $S = \omega/\omega_0$ – ковзання в режимі динамічного гальмування.

4.4. Генераторне гальмування асинхронного двигуна з віддачею енергії в мережу (рекуперативне гальмування)

При сталій частоті живильної напруги режим рекуперативного гальмування можливий лише тоді, коли швидкість двигуна під дією активного моменту виробничого механізму (спуск вантажу) стає більше швидкості ідеального холостого ходу $\omega > \omega_0$ (швидкості магнітного поля). При цьому ковзання стає негативним і ЕРС ротора міняє знак на зворотний.

З виразу для струму ротора

$$I'_2 = \frac{E_{2н}S}{r'_2 + jx'_2S} = \frac{E_2r'_2S}{r_2'^2 + (x'_2S)^2} - j \frac{E_2S^2x'_2}{r_2'^2 + (x'_2S)^2} \quad (4.25)$$

видно, що при переході в генераторний режим змінює свій напрям лише активна складова струму, яка пропорційна ковзанню. При цьому момент двигуна стає гальмівним. Реактивна складова струму, пропорційна квадрату

ковзання, зберігає свій напрям і при негативних ковзаннях. Це свідчить про те, що асинхронний двигун як в рушійному, так і в генераторному режимах споживає з мережі реактивну потужність для створення магнітного потоку.

Для точного аналізу електромагнітних процесів, що відбуваються в асинхронному двигуні, доцільно використовувати Т-подібну схему заміщення, яка показана на рис. 4.13, *a*, де позначено: x_1, x'_2 – індуктивні опори обмотки статора і зведений обмотки ротора; $L_{1\sigma}, L_{2\sigma}$ – індуктивності розсіювання обмоток статора і ротора; x_0, L_0 – індуктивний опір і індуктивність, зумовлена основним магнітним потоком; r_1 и r'_2 – активний опір обмотки статора і зведений обмотки ротора; I_1, I'_2, I_0 – струм статора, зведений ротора і струм намагнічувального контуру; ψ_1, ψ_2, ψ_0 – потокозчеплення обмотки статора, ротора і контуру намагнічування.

Згідно зі схемою заміщення рис. 4.13, *a* потокозчеплення статора і ротора в комплексній формі визначається як

$$\dot{\psi}_1 = \dot{I}_1 L_{1\sigma} + \dot{I}_0 L_0 = \dot{I}_1 L_{1\sigma} + L_0 (\dot{I}_1 + \dot{I}'_2) = (L_0 + L_{1\sigma}) \dot{I}_1 + L_0 \dot{I}'_2 = L_1 \dot{I}_1 + L_0 \dot{I}'_2. \quad (4.26)$$

Аналогічно потокозчеплення ротора

$$\dot{\psi}_2 = L_2 \dot{I}'_2 + L_0 \dot{I}_1, \quad (4.27)$$

де $L_1 = L_{1\sigma} + L_0$ – повна індуктивність обмотки статора; $L_2 = L_{2\sigma} + L_0$ – повна індуктивність обмотки ротора.

В усталеному режимі роботи двигуна рівняння електричної рівноваги для кіл статора і ротора в комплексній формі можна записати у вигляді:

$$\dot{U}_1 = \frac{d\dot{\psi}_1}{dt} + \dot{I}_1 r_1 = j\omega_1 \dot{\psi}_1 + \dot{I}_1 r_1; \quad (4.28)$$

$$0 = \frac{d\dot{\psi}_2}{dt} + \dot{I}'_2 R'_2 / S = j\omega_1 \dot{\psi}_2 + \dot{I}'_2 R'_2 / S. \quad (4.29)$$

На основі наведених рівнянь на рис. 4.13 побудовані векторні діаграми для режимів ідеального холостого ходу, рушійного і генераторного гальмування з віддачею енергії в мережу, в якому кут φ_1 зсуву фаз між векторами $\dot{U}_1$ і $\dot{I}_1$ більше $\pi/2$, що відповідає режиму повернення енергії в мережу, тобто причиною виникнення I_1 є не напруга U_1 , а ЕРС E_1 .

У генераторному режимі при значному збільшенні кутової швидкості росте частота струму ротора. При цьому коефіцієнт потужності зменшується, внаслідок чого збільшуються втрати потужності при рекуперації енергії в мережу.

При ковзанні $S_{cp} = -R'_2 / r_1$ спостерігається максимум струму ротора, величина якого згідно з (4.1) $I'_{2cp} = U_{1\phi} / x_k$. Отже, у колі ротора протікає чисто реактивний струм, а потужність, яка віддається в мережу, дорівнює нулю, що

відповідає режиму динамічного гальмування.

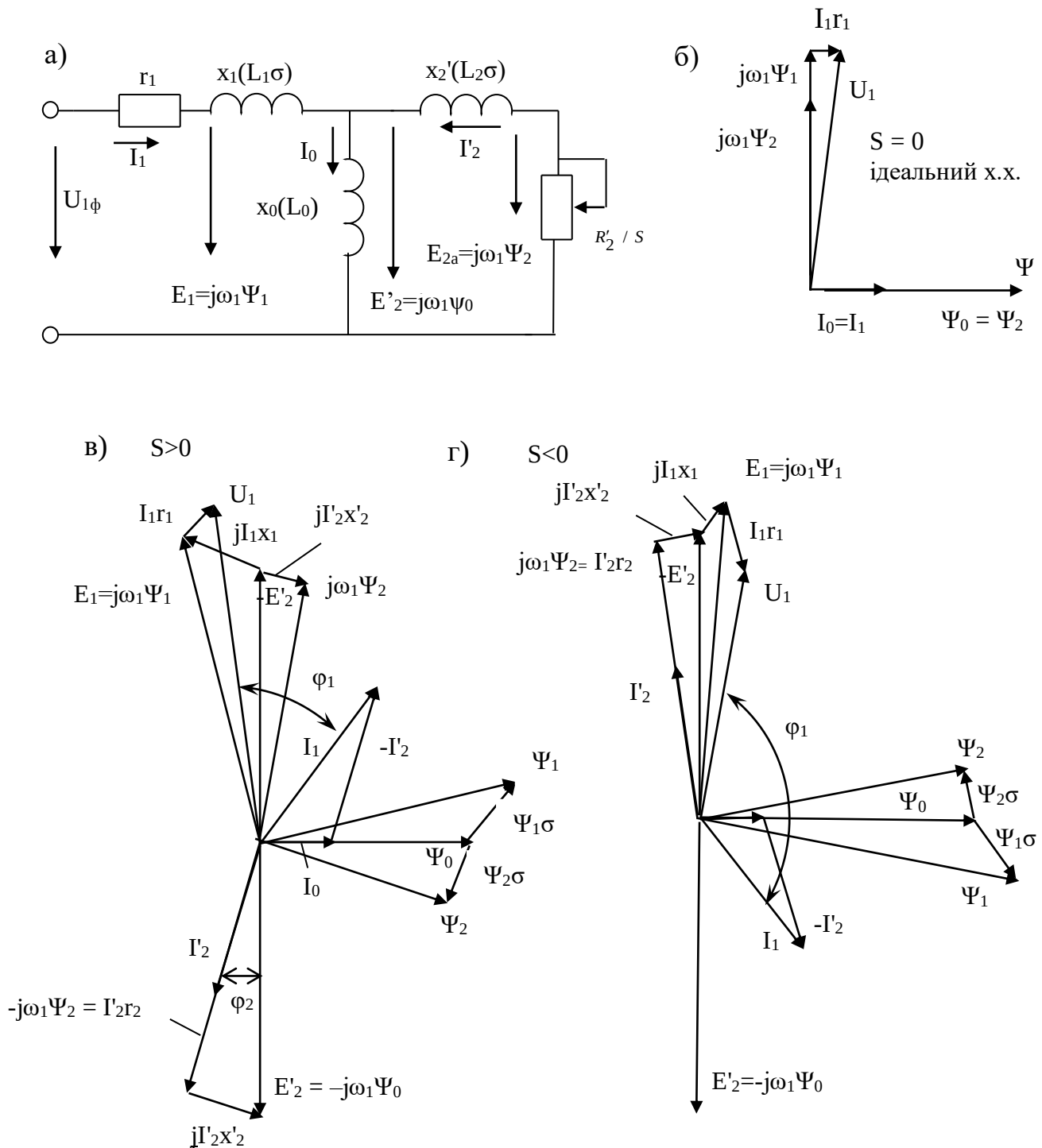


Рис. 4.13. Схема заміщення (а) та векторні діаграми: б) режим ідеального холостого ходу (ковзання $s = 0$); в) режим двигуна ($s > 0$); г) режим рекуперативного гальмування ($s < 0$)

При подальшому збільшенні частоти струму ротора (швидкості двигуна) в процесі гальмування двигун додатково споживає енергію з мережі, яка разом з механічною енергією, перетвореною в електричну, витрачається на нагрівання двигуна. Цей режим аналогічний режиму гальмування противмиканням. Для

двигуна великої потужності R'_2 більше r_1 і $S_{ep} = -R'_2 / r_1$ велике. Тому цей режим можливий лише при швидкостях, що значно перевищують ω_0 .

Наявність максимуму в кривій $I'_2 = f(\omega)$ у режимі рекуперативного гальмування (рис. 4.2) при $S_{ep} = -R'_2 / r_1$ призводить до того, що критичний момент у режимі рекуперативного гальмування більше, ніж в рушійному. Причиною цього є втрати потужності в активному опорі обмотки статора. У рушійному режимі ці втрати покриваються за рахунок споживаної з мережі потужності, а в генераторному режимі – за рахунок механічної потужності, що поступає з боку виробничого механізму. Якщо нехтувати опором обмотки статора, то критичні моменти для обох режимів будуть однакові.

Механічні характеристики в режимі рекуперативного гальмування є продовженням характеристик рушійного режиму відповідно в другий і четвертий квадранти (рис. 4.14).

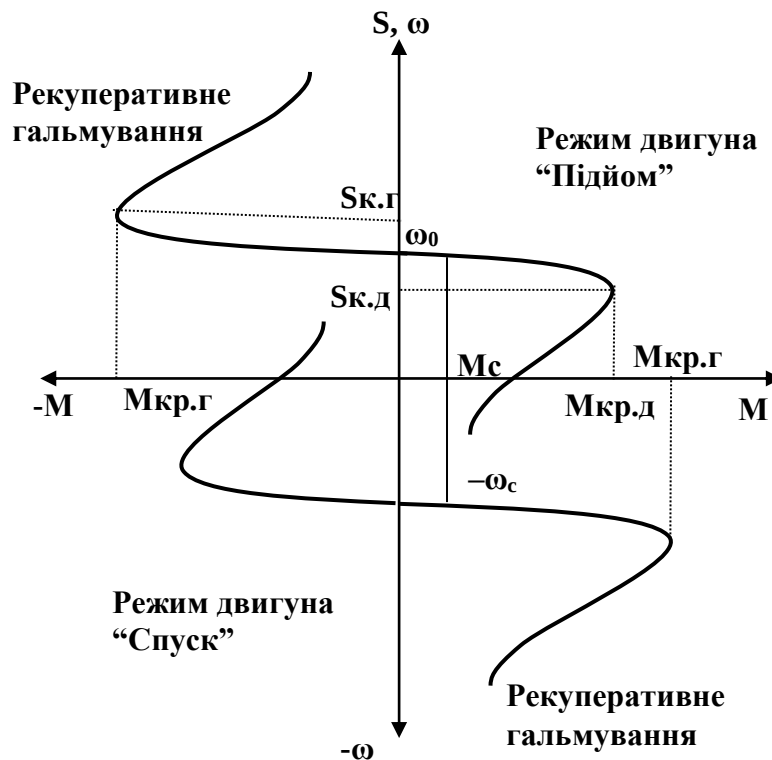


Рис. 4.14. Механічні характеристики асинхронного двигуна в режимі рекуперативного гальмування

Гальмування з віддачею енергії в мережу використовується в підйомно-транспортних установках, наприклад, при спуску важких вантажів. При цьому двигун також включається на спуск вантажу. Під дією моменту, що створює вантаж, швидкість двигуна стає більшою ω_0 . Двигун переходить у режим рекуперативного гальмування, а його момент стає гальмівним. Рівноважному стану відповідає точка перетину ($\omega = -\omega_c$) механічної характеристики двигуна, розташованої в четвертому квадранті (рис. 4.14), і лінії статичного моменту.

Для реалізації безпечного гальмівного спуску статичний момент не повинен перевищувати критичного моменту двигуна в генераторному режимі.

Отже, при постійній частоті напруги мережі рекуперативне гальмування можливе лише при активному моменті опору, коли швидкість $\omega > \omega_0$.

Для механізмів з реактивним моментом опору гальмування з віддачею енергії в мережу можливе тільки у разі застосування двигуна з перемиканням кількості пар полюсів. У цьому випадку при перемиканні двигуна з підвищеної швидкості на знижену швидкість двигуна ω виявиться більше ω_0 , що відповідає режиму рекуперативного гальмування.

Для частотно-регульованого електроприводу режим рекуперативного гальмування можна реалізувати при будь-якій швидкості як для механізмів з реактивним, так і активним моментами опору. Для цього необхідно лише зменшувати частоту напруги живлення, щоб $\omega > \omega_0$.

Приклад 4.4. Підйомний механізм приводиться в рух асинхронним двигуном з фазним ротором типу МТВ-412-6 ($P_n = 30$ кВт, $U_n = 380$ В, $I_{1n} = 70,5$ А, $n_n = 970$ об/хв, $U_{2n} = 259$ В, $I_{2n} = 72$ А, $\lambda_{\text{св}} = M_{\text{кр}} / M_n = 2,8$). При опусканні вантажу двигун працює на природній характеристиці зі швидкістю $\omega_c = 1,1\omega_n$. Визначити додатковий опір, який потрібно включити в коло ротора, щоб швидкість опускання вантажу $\omega_{c1} = 1,2\omega_n$.

Р о з в ' я з а н н я. Номінальна кутова швидкість двигуна

$$\omega_n = \frac{\pi n_n}{30} = \frac{3,14 \cdot 970}{30} = 101,5 \text{ 1/с.}$$

Швидкість ідеального холостого ходу

$$\omega_0 = \frac{\pi n_0}{30} = \frac{3,14 \cdot 1000}{30} = 104,7 \text{ 1/с.}$$

Ковзання на природній характеристиці при опусканні вантажу зі швидкістю $\omega_c = 1,1\omega_n$

$$S_{np} = \frac{\omega_0 - 1,1\omega_n}{\omega_0} = \frac{104,7 - 1,1 \cdot 101,5}{104,7} = -0,066.$$

Ковзання двигуна на реостатній характеристиці при $\omega_{c1} = 1,2\omega_n$

$$S_{um} = \frac{\omega_0 - 1,2\omega_n}{\omega_0} = \frac{104,7 - 1,2 \cdot 101,5}{104,7} = -0,163.$$

Додатковий опір, який потрібно включити в коло ротора для збільшення швидкості опускання вантажу до $\omega_{c1} = 1,2\omega_n$

$$R_{\partial} = \frac{S_{um}}{S_{np}} r_2 - r_2 = \frac{0,163 \cdot 0,062}{0,066} - 0,062 = 0,09 \text{ Ом},$$

$$\text{де } r_2 = \frac{U_{2н}}{\sqrt{3} I_{2н}} S_n = \frac{259}{\sqrt{3} \cdot 72} \cdot 0,03 = 0,062 - \text{опір обмотки ротора.}$$

4.5. Гальмування противмиканням асинхронного двигуна

Режим гальмування противмиканням так само як і для двигуна постійного струму (розділ 3) може бути отриманий двома способами:

- перемиканням двох фаз двигуна, що обертається;
- обмотки статора включаються на один напрям, але ротор двигуна під дією зовнішнього активного моменту обертається в протилежному напрямі.

В обох випадках ротор обертається проти поля, тому ковзання більше одиниці

$$S = \frac{\omega_0 - (-\omega)}{\omega_0} = \frac{\omega_0 + \omega}{\omega_0} > 1.$$

Внаслідок цього струм двигуна значно більше струму короткого замикання (струм нерухомого двигуна) і досягає значень (6...10) I_n . Проте момент двигуна, через зменшення магнітного потоку і великої частоти струму ротора, а отже, і великого індуктивного опору (зменшується коефіцієнт потужності) буде невеликим. Тому для збільшення моменту і одночасно зменшення струму в коло ротора вмикають додатковий опір. Якщо підібрати опір так, щоб при максимально можливій початковій швидкості пік моменту дорівнював $M_{г.поч} \leq 0,85 M_{кр}$, то гальмування відбувається при цьому на прямолінійних ділянках 2-3 і 6-7 механічних характеристик (рис. 4.15), що мають велику крутизну.

Для двигунів з короткозамкнутим ротором гальмування противмиканням відбувається на нелінійних ділянках 9-10 і 11-12 механічних характеристик (рис. 4.15, б).

Другий спосіб гальмування противмиканням використовується в основному для спуску вантажів із зниженою швидкістю (рис. 4.16). Двигун вмикається на підйом вантажу, а в коло ротора вмикають такий опір, щоб пусковий момент M_n був менше моменту вантажу. Змінюючи R_{∂} , можна регулювати швидкість опускання вантажу.

Механічні характеристики в режимі гальмування описуються тими же

рівняннями, що і в рушійному режимі. Тому розрахунок їх може бути виконаний за допомогою виразів (4.10) і (4.12).

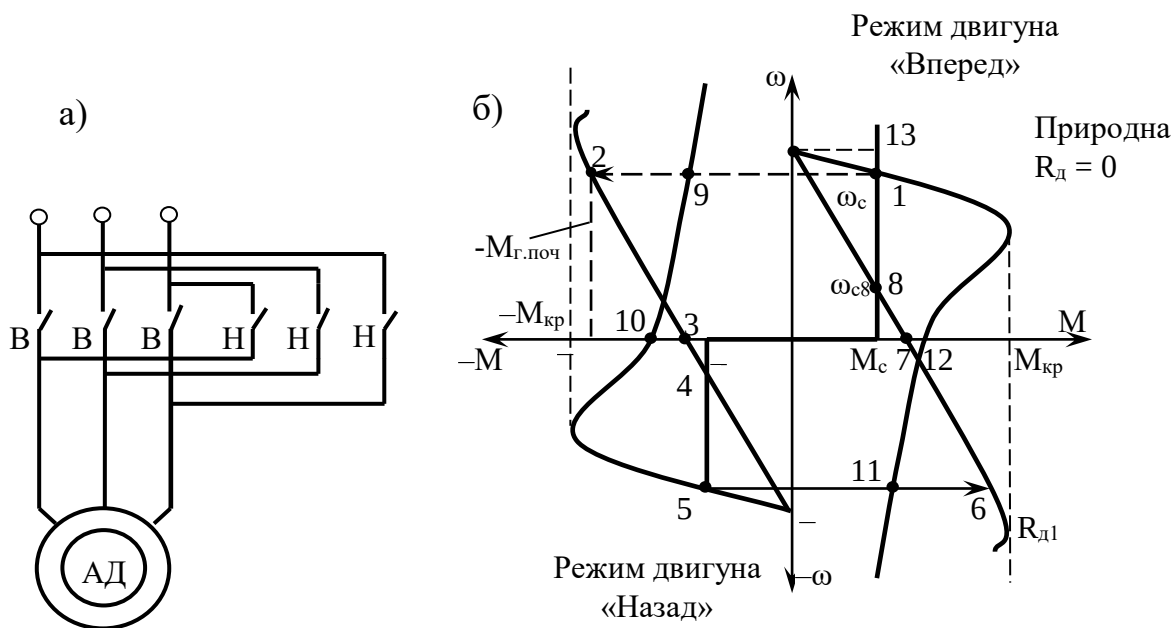


Рис. 4.15. Схема вмикання (а) та механічні характеристики (б) при гальмуванні противмиканням механізмів з реактивним моментом опору

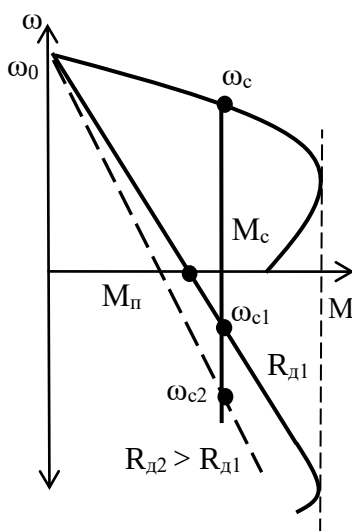


Рис. 4.16. Механічні характеристики в режимі гальмування противмиканням при спуску важкого вантажу

Використовуючи метод відрізків, можна приблизно знайти додатковий опір, коли задана вся штучна характеристика або її робоча ділянка. Наприклад, для характеристики рис. 4.15 додатковий опір $R_{д1} = r_2 l_{1-8} / l_{1-13}$, де l_{1-8}, l_{1-13} – довжини відповідних відрізків; $r_2 = R_{pn} S_n = \frac{U_{2n}}{\sqrt{3} I_{2n}} S_n$ – опір фази обмотки ротора.

Розрахунок додаткових опорів у колі ротора залежить від того, як сформульована задача і від способу завдання штучної характеристики: задана вся характеристика; робоча ділянка або окрема точка з координатами ω_c і M_c . Координати штучної характеристики задаються звичайно за умов пуску, гальмування або регулювання швидкості.

Якщо задана вся штучна характеристика і відоме критичне ковзання, то додатковий опір найбільш просто знаходиться за допомогою (4.17)

$$R_o = r_2 (S_{кр.шт} / S_{кр.пр} - 1). \quad (4.30)$$

Якщо задана координата однієї точки штучної характеристики, наприклад, для рис. 4.16 момент статичного опору M_c і швидкість опускання вантажу $\omega = -\omega_{c1}$, то необхідно знайти ковзання на природній і штучній характеристиках при однакових моментах, наприклад, $M = M_c$:

$$S_{пр} = (\omega_0 - \omega_c) / \omega_0; S_{шт} = [\omega_0 - (-\omega_{c1})] / \omega_0.$$

Додатковий опір знаходиться за допомогою (4.18)

$$R_{o1} = r_2 (S_{шт} / S_{пр} - 1). \quad (4.31)$$

Цим співвідношенням можна скористатися також, коли заданий початковий гальмівний момент $M = -M_{г.поч}$ і початкова швидкість у режимі гальмування противмиканням (координати точки 2 рис. 4.15, б). Для позначень цього рисунка:

$$S_{пр} = (\omega_0 - \omega_c) / \omega_0; S_{шт} = (\omega_0 - \omega_{c8}) / \omega_0.$$

Зазначимо, що за допомогою виразів (4.30) і (4.31) вирішується зворотна задача – знайти координати усталеного руху при заданому додатковому опорі.

Більш точні результати одержимо, якщо у вирази механічних характеристик (4.10) і (4.12) замість поточних значень моменту і ковзання підставити $M = M_c$ і, отже, $S = S_c$, а потім визначити ковзання на природній (штучній) характеристиках при заданому моменті опору:

$$S_{с.пр(шт)} = S_{кр.пр(шт)} [\lambda_c (1 + \beta) - \beta - \sqrt{[\lambda_c (1 + \beta) - \beta]^2 - 1}], \quad (4.32)$$

$$S_{с.пр(шт)} = S_{кр.пр(шт)} (\lambda_c - \sqrt{\lambda_c^2 - 1}), \quad (4.33)$$

де $\lambda_c = M_{кр} / M_c$ – відносне значення критичного моменту;

$\beta = \alpha S_{кр} = r_1 / \sqrt{r_1^2 + x_{\kappa}^2}$ – відносний опір обмотки статора.

З енергетичної точки зору режим гальмування противмиканням є найбільш неекономічним, оскільки енергія, споживана з мережі і перетворена в електричну механічну енергію, що поступає від робочого механізму, розсіюються у вигляді теплоти в колі ротора.

Приклад 4.5. Металургійний асинхронний двигун з фазним ротором типу МТН-412-8 ($P_n = 26$ кВт, $U_n = 380$ В, $x_1 = 0,313$ Ом, $r_2 = 0,102$ Ом, $x_2 = 0,231$ Ом, $U_{2n} = 266$ В, $I_{2n} = 68$ А, $M_{кр}/M_n = 2,5$) приводить в рух підйомний механізм. Необхідно визначити: величину додаткового опору, що потрібно включити в коло ротора для забезпечення опускання вантажу $M_c = 0,8M_n$ зі швидкістю $\omega_c = -0,5\omega_n$; наскільки потрібно зменшити додатковий опір у колі ротора, щоб при зменшенні напруги на 20% забезпечити задану швидкість.

Розв'язання. Номінальна кутова швидкість

$$\omega_n = \pi n_n / 30 = 3,14 \cdot 710 / 30 = 73,27 \text{ 1/с.}$$

Кутова швидкість магнітного потоку

$$\omega_0 = \pi n_0 / 30 = 3,14 \cdot 750 / 30 = 78,5 \text{ 1/с.}$$

Номінальне ковзання

$$S_n = \frac{\omega_0 - \omega_n}{\omega_0} = \frac{78,5 - 73,27}{78,5} = 0,053.$$

Номінальний момент двигуна

$$M_n = P_n / \omega_n = 26 \cdot 10^3 / 73,27 = 355 \text{ Н·м.}$$

Момент опору (активний)

$$M_c = 0,8M_n = 0,8 \cdot 355 = 285 \text{ Н·м.}$$

Ковзання на штучній характеристиці

$$S_{um} = \frac{\omega_0 - (-\omega_c)}{\omega_0} = \frac{78,5 + 0,5 \cdot 73,27}{78,5} = 1,47.$$

При невеликих межах зміни моменту природну механічну характеристику можна апроксимувати прямою лінією $M = M_n S / S_n$, звідки при $M = 0,8M_c$ ковзання на природній характеристиці

$$S_{np} = M_c S_n / M_n = 0,8 S_n = 0,042.$$

Додатковий опір, який потрібно включити в коло ротора згідно з (4.31)

$$R_{\partial} = r_2 (S_{um} / S_{np} - 1) = 0,102(1,47 / 0,042 - 1) = 3,47 \text{ Ом.}$$

Критичне ковзання на природній характеристиці

$$S_{кр.пр} = S_n (\lambda_{\partial\partial} + \sqrt{\lambda_{\partial\partial}^2 - 1}) = 0,053(2,5 + \sqrt{2,5^2 - 1}) = 0,254.$$

Критичне ковзання на штучній характеристиці при ввімкненому додатковому опорі

$$S_{кр.шт} = \frac{S_{кр.пр} (r_2 + R_{\partial})}{r_2} = \frac{0,254(0,102 + 3,47)}{0,102} = 8,89.$$

При зменшенні напруги критичне ковзання залишається незмінним. Використовуючи вираз (4.33), визначається ковзання на штучній характеристиці при зниженій напрузі і $M = M_c$

$$S_{с.шт} = S_{кр.шт} (\lambda_c - \sqrt{\lambda_c^2 - 1}) = 0,254(2 - \sqrt{2^2 - 1}) = 0,068,$$

де $\lambda_c = \frac{M_{кр.шт}}{M_c} = \frac{\lambda_{\partial\partial} \left(\frac{0,8U_n}{U_n} \right)^2 M_n}{0,8M_n} = \frac{2,5 \cdot 0,8^2}{0,8} = 2,0$ – відношення критичного моменту штучної характеристики до статичного.

Опір, який потрібно ввімкнути в коло якоря, щоб забезпечити при зниженій напрузі задану швидкість

$$R_{\partial 1} = \frac{r_2 S_{um}}{S_{с.шт}} - r_2 = \frac{0,102 \cdot 1,47}{0,068} - 0,102 = 2,0 \text{ Ом.}$$

Отже, щоб зберегти незмінну швидкість при зниженні напруги, потрібно зменшити додатковий опір на величину

$$\Delta R = R_{\partial} - R_{\partial 1} = 3,4 - 2,0 = 1,4 \text{ Ом.}$$

Приклад 4.6. Асинхронний двигун з фазним ротором типу 4АНК200Л8 ($P_n = 22$ кВт, $U_n = 380$ В, $I_{2n} = 40$ А, $E_{2n} = 330$ В, $n_n = 710$ об/хв, $M_{кр} / M_n = 2,5$) працює на природній характеристиці з номінальною швидкістю. Для зупинки двигун переводиться в режим гальмування противмиканням перемиканням двох фаз. Визначити величину додаткового опору, який потрібно

ввімкнути в коло ротора, щоб початковий гальмівний момент двигуна склав $M_{г.нач} = -0,85M_{кр}$.

Р о з в ' я з а н н я. Номінальне ковзання двигуна

$$S_n = \frac{n_0 - n_n}{n_0} = \frac{750 - 716}{750} = 0,045.$$

Ковзання на штучній характеристиці в початковий момент гальмування

$$S_{шт.поч} = \frac{\omega_0 + \omega_n}{\omega_0} = \frac{\omega_0 + \omega_0 - \omega_0 S_n}{\omega_0} = 2 - S_n.$$

Вважаючи штучну характеристику лінійною, можна з урахуванням значення початкового гальмівного моменту $0,85M_{кр}$ записати рівняння її механічної характеристики у вигляді:

$$M = \frac{0,85M_{кр}S}{2 - S_n} = \frac{0,85\lambda_{ов}M_nS}{2 - S_n},$$

звідки ковзання на штучній характеристиці при $M = M_n$

$$S_{шт.н} = \frac{M_n(2 - S_n)}{0,85\lambda_{ов}M_n} = \frac{2 - S_n}{0,85\lambda_{ов}} = \frac{2 - 0,04}{0,85 \cdot 2,5} = 0,922.$$

Додатковий опір, який потрібно включити в коло ротора, щоб забезпечити початковий гальмівний момент $M_{г.поч} = -0,85M_{кр}$

$$R_\partial = \left(\frac{S_{шт.н}}{S_n} - 1 \right) r_n = \left(\frac{0,922}{0,045} - 1 \right) 0,214 = 4,17 \text{ Ом},$$

$$\text{де } r_2 = \frac{E_{2н}}{\sqrt{3}I_{2н}} S_n = \frac{330 \cdot 0,045}{\sqrt{3} \cdot 40} = 0,214 \text{ Ом} - \text{опір обмотки ротора.}$$

4.6. Динамічне гальмування асинхронного двигуна

Для реалізації режиму динамічного гальмування необхідно обмотки статора вимкнути від мережі змінної напруги і ввімкнути до джерела постійного струму (рис. 4.17). Постійний струм, який проходить по обмотках статора, створює нерухоме в просторі магнітне поле. Ротор, що обертається за інерцією (або під дією активного моменту), перетинає це поле і в його обмотках наводиться

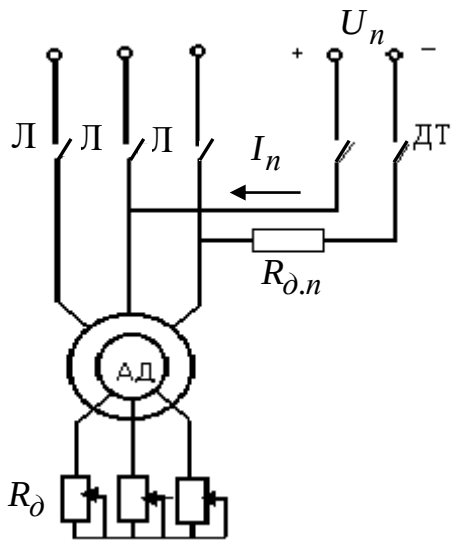


Рис. 4.17. Схема вмикання асинхронного двигуна для реалізації режиму динамічного гальмування

трифазна ЕРС, частота якої пропорційна кутовій швидкості ротора. Під дією наведеної ЕРС по обмотках ротора протікає змінний струм, який створює магнітне поле, що обертається із швидкістю ротора, але в протилежному напрямі, тому залишається нерухомим відносно магнітного поля статора. Унаслідок взаємодії двох нерухомих полів статора і ротора створюється гальмівний момент.

Оскільки обмотки статора при живленні постійним струмом мають лише незначний активний опір, то для обмеження струму I_n вмикають значний за величиною додатковий опір $R_{\partial.n}$, що призводить до великих втрат енергії.

Тому для живлення обмоток статора постійним струмом частіше за все використовують знижувальний трансформатор і випрямляч, або генератор постійного струму.

Симетричне вмикання трьох обмоток статора в мережу постійного струму вимагає складного їх перемикання. З метою спрощення схеми керування і зменшення необхідної апаратури звичайно використовують одну із схем, наведених на рис. 4.18.

При аналізі режиму динамічного гальмування передбачається, що обмотки статора живляться не постійним струмом I_n , а еквівалентним змінним струмом $I_{екв}$, який створює таку ж результуючу МРС, що й постійний струм, тобто

$$F_{екв} = F_{\Sigma n}. \quad (4.34)$$

Результуюча МРС, створювана постійним струмом, визначається як геометрична сума МРС окремих обмоток і залежить від схеми з'єднання обмоток (рис. 4.18, б).

Відомо, що амплітуда МРС, створювана змінним трифазним струмом, що протікає по трьох обмотках статора

$$F_{1.m} = \frac{3}{2} I_{1.m} W_1 = \frac{3}{\sqrt{2}} I_1 W_1. \quad (4.35)$$

Стосовно еквівалентного струму можна записати аналогічно з (4.35)

$$F_{екв} = \frac{3}{\sqrt{2}} I_{екв} W_1. \quad (4.36)$$

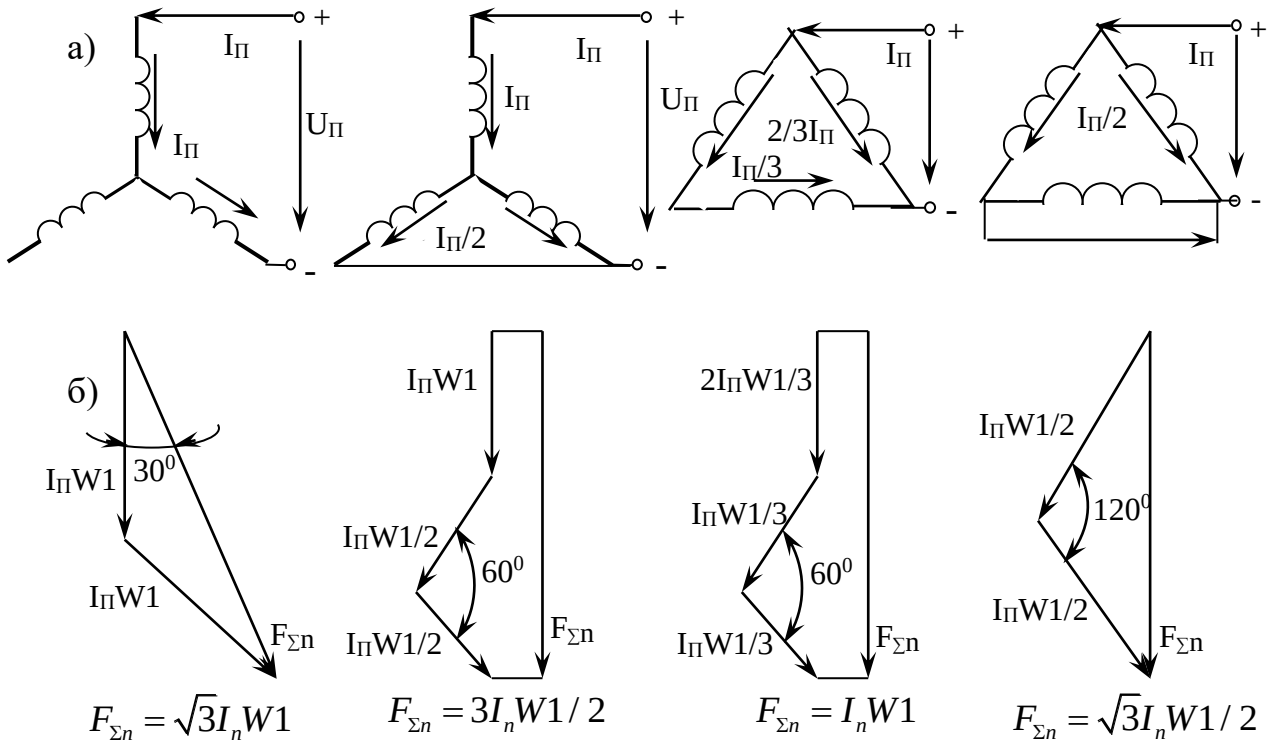


Рис. 4.18. Варіанти основних схем вмикання обмоток статора асинхронного двигуна на постійну напругу в режимі динамічного гальмування: а – схема вмикання; б – діаграми МРС

З урахуванням (4.34) маємо

$$I_{екв} = \frac{\sqrt{2} F_{\Sigma n}}{3 W_1}. \quad (4.37)$$

Так, наприклад, для першої схеми (рис. 4.18, а) маємо

$$I_{екв} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_n = 0,816 I_n. \quad (4.38)$$

Отже, для цієї схеми постійний струм повинен бути більше змінного для створення такого ж магнітного потоку. Для інших схем з'єднання обмоток статора при живленні постійним струмом співвідношення (4.38) буде іншим.

Згідно з отриманим раніше виразом (4.4) електромагнітний момент двигуна визначається втратами в роторі і знаходиться як

$$M = 3 I_2'^2 R_2' / S \omega_0. \quad (4.39)$$

Для розрахунку I_2' в режимі динамічного гальмування використовують

схему заміщення, в якій обмотка статора живиться від джерела струму (рис. 4.19).

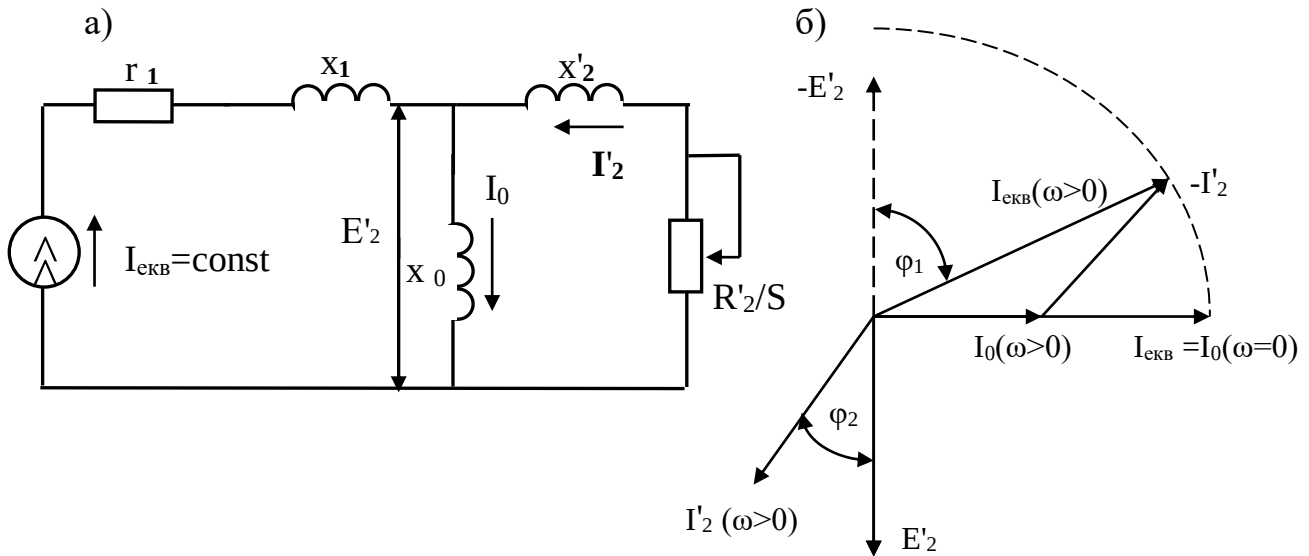


Рис. 4.19. Схема заміщення фази (а) і векторна діаграма (б) асинхронного двигуна в режимі динамічного гальмування (живлення від джерела струму)

Робота асинхронного двигуна в режимі динамічного гальмування суттєво відрізняється від рушійного режиму. При роботі в рушійному режимі при $R_1 \rightarrow 0$ струм, що намагнічує I_0 і, отже, магнітний потік при зміні ковзання залишаються практично незмінними.

У режимі динамічного гальмування магнітний потік, створюваний незмінним за величиною еквівалентним струмом $I_{екв}$ і струмом ротора, змінюється в широких межах при зростанні швидкості (ковзання) в результаті розмагнічувальної дії струму ротора.

При нерухомому роторі струм в його обмотках дорівнює нулю, тому струм намагнічування $I_0 = I_{екв}$. Із збільшенням швидкості зростає струм ротора, а вектор $I_{екв}$, залишаючись незмінним, ковзає по дузі кола (рис. 4.19, б).

Для визначення I'_2 маємо згідно з векторною діаграмою рис. 4.19, б:

$$\begin{aligned} I_{екв} \cos \varphi_1 &= I'_2 \cos \varphi_2; \\ I_{екв} \sin \varphi_1 &= I_0 + I'_2 \sin \varphi_2. \end{aligned} \quad (4.40)$$

Зводячи в квадрат і складаючи почленно, отримаємо:

$$I_{екв}^2 = I_2'^2 + I_0^2 + 2I_0 I_2' \sin \varphi_2. \quad (4.41)$$

Для виведення рівняння механічної характеристики за допомогою (4.39) необхідно в (4.41) виключити I_0 і $\sin \varphi_2$. Згідно зі схемою заміщення рис. 4.19, а маємо:

$$I_0 = E'_2 / x_0 = \frac{I'_2 \sqrt{x_2'^2 + (R_2' / S)^2}}{x_0} = \frac{I'_2 Z'_2}{x_0}; \quad (4.42)$$

$$\sin \varphi_2 = x_2' / Z'_2.$$

Підставляючи наведені вирази в (4.41), отримаємо

$$I'_2 = \frac{I_{екв} S x_0}{\sqrt{R_2'^2 + S^2 (x_0 + x_2')^2}}, \quad (4.43)$$

де $S = \omega / \omega_0$ – відносна частота ЕРС ротора, тобто ковзання в режимі динамічного гальмування.

Після підстановки (4.43) в (4.39) отримаємо рівняння механічної характеристики в режимі динамічного гальмування

$$M = \frac{3 I_{екв}^2 x_0^2 R_2' S}{\omega_0 [R_2'^2 + S^2 (x_0 + x_2')^2]}, \quad (4.44)$$

оскільки швидкість двигуна $\omega = \omega_0 S$ залежить від ковзання.

Отриманий вираз показує, що момент двигуна при динамічному гальмуванні пропорційний квадрату $I_{екв}$ і є складною функцією ковзання (рис. 4.20).

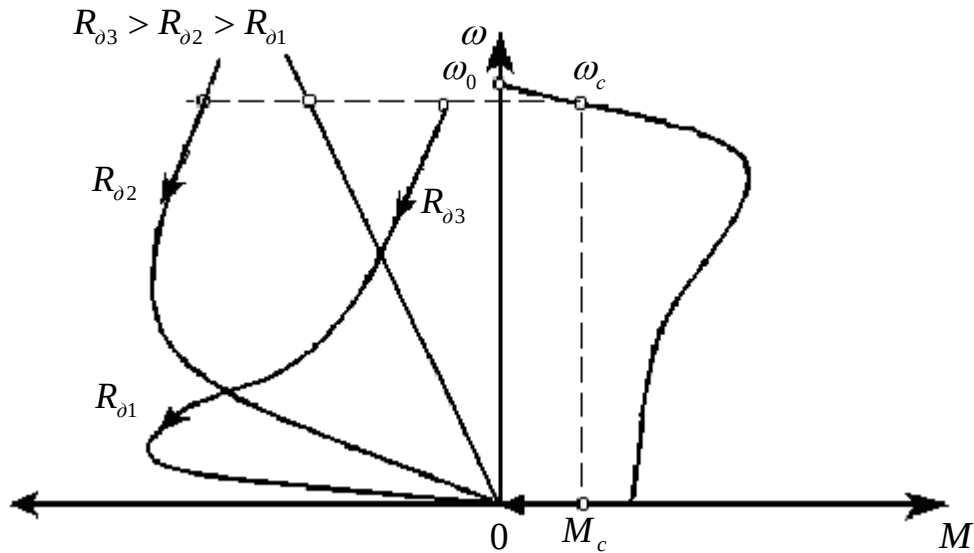


Рис. 4.20. Характеристики асинхронного двигуна $\omega = f(M)$ при перемиканні з рушійного режиму на динамічне гальмування

Досліджуючи за загальним правилом (4.44) на максимум, знайдемо, що критичний момент у режимі динамічного гальмування настає при ковзанні

$$S_{кр} = R_2' / (x_0 + x_2'). \quad (4.45)$$

З урахуванням цього рівняння отримаємо з (4.44) вираз для критичного моменту в режимі динамічного гальмування

$$M_{кр} = \frac{3I_{екв}^2 x_0^2}{2\omega_0(x_0 + x_2')}. \quad (4.46)$$

Отже, як і в рушійному режимі, критичний момент не залежить від величини додаткового опору, увімкненого в коло ротора. При зміні R_∂ змінюється лише критичне ковзання, при якому настає критичний момент.

Звичайно x_0 значно більше x_2' , тому в рівняннях (4.45) і (4.46) можна без великої погрішності нехтувати індуктивним опором розсіювання обмотки ротора x_2' . При цьому отримаємо: $S_{кр} = R_2' / x_0$; $M_{кр} = 3I_{екв}^2 x_0 / 2\omega_0$.

Оскільки $x_0 \gg x_1$, то критичне ковзання в режимі динамічного гальмування при однакових додаткових опорах у колі ротора значно менше, ніж в рушійному режимі.

На рис. 4.21 наведено механічні характеристики у режимі динамічного гальмування, побудовані для двох випадків:

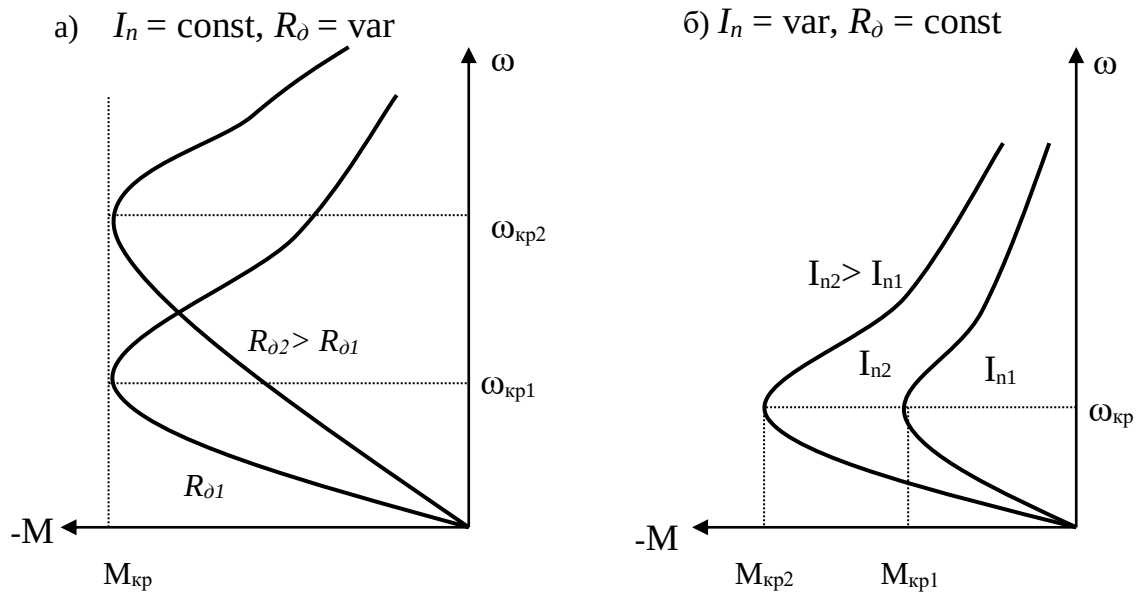


Рис. 4.21. Механічні характеристики асинхронного двигуна у режимі динамічного гальмування

З сумісного рішення (4.44) і (4.46) отримаємо іншу, більш зручну форму запису рівняння механічної характеристики при динамічному гальмуванні

$$M = \frac{2M_{кр}}{S / S_{кр} + S_{кр} / S}, \quad (4.47)$$

яке за формою співпадає з аналогічним виразом для рушійного режиму (4.12).

З наведеного виразу (4.47) і рис. 4.21 випливає, що вид механічної характеристики асинхронного двигуна у режимі динамічного гальмування залежить від критичного моменту та критичного ковзання (відносної швидкості ротора). Під час вибору виду характеристики з урахуванням вимог до приводу варіюють вказаними параметрами.

Без урахування насичення магнітного кола розрахунок механічних характеристик динамічного гальмування здійснюється в такій послідовності:

- задаються значенням критичного моменту, що вимагається;
- знаходять критичне ковзання (для режиму динамічного гальмування частіше за все використовують той же опір, що й при пуску)

$$S_{кр} = \frac{r'_2 + R'_\partial}{x_0 + x'_2};$$

- за відсутності каталожних даних x_0 знаходять з виразу:

$$x_0 \approx \frac{0,95U_{1н}}{\sqrt{3}I_{xx} \sin \varphi_{xx}};$$

- задаючись довільними значеннями ковзання, знаходять згідно з (4.47) відповідні значення моменту і будують механічну характеристику;
- виходячи з потрібного значення $M_{кр}$, знаходять

$$I_{екв} = \sqrt{\frac{2M_{кр}\omega_0(x'_2 + x_0)}{3x_0^2}}; \quad (4.48)$$

- знаючи схему вмикання обмоток статора, визначають значення постійного струму для отримання $M_{кр}$, що вимагається.

Для першої схеми вмикання обмоток рис. 4.18, а постійний струм визначається за допомогою (4.38) $I_n = \sqrt{3}I_{екв} / \sqrt{2}$. Для інших схем вмикання обмоток статора на постійну напругу це відношення буде іншим.

Розрахунок механічних характеристик у режимі динамічного гальмування без урахування насичення магнітного кола дуже неточний. Насичення магнітного кола впливає на індуктивний опір x_0 контуру намагнічування, який при цьому змінюється в широких межах (рис. 4.22).

Для зручності розрахунків залежність $x_0^* = f(I_0^*)$ рис. 4. 22 подана у відносних одиницях $x_0^* = x_0 / x_{xx}$, $I_0^* = I_0 / I_{xx}$, де x_{xx} , I_{xx} – індуктивність і струм контуру намагнічування в режимі холостого ходу.

Розрахункові вирази механічної характеристики при динамічному гальмуванні з урахуванням насичення можуть бути отримані перетворенням (4.42)...(4.44):

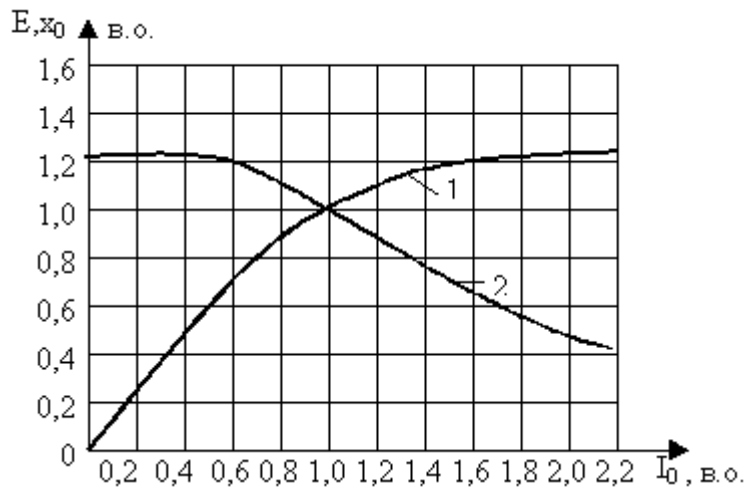


Рис. 4.22. Універсальна крива намагнічування (1) асинхронного двигуна і залежність x_0 (2) у функції струму намагнічування, задані у відносних одиницях

$$\left(\frac{R'_2}{S}\right)^2 = \frac{(x_0 + x'_2)^2 - (I_{екв} / I_0)^2 x'_2}{(I_{екв} / I_0)^2 - 1}; \quad (4.49)$$

$$I'_2 = \frac{I_{екв} x_0}{\sqrt{(R'_2 / S)^2 + (x_0 + x'_2)^2}}; \quad (4.50)$$

$$M = \frac{3I'^2_2}{\omega_0} (R'_2 / S). \quad (4.51)$$

У наведених виразах $x_0 = f(I_0)$ визначається за кривими рис. 4.22.

Порядок розрахунку механічної характеристики при динамічному гальмуванні з урахуванням насичення за допомогою наведених виразів:

– для заданої схеми вмикання обмоток статора на постійну напругу знаходять за допомогою (4.37) еквівалентний змінний струм статора $I_{екв} = \sqrt{2} F_{\Sigma n} / 3W_1$ ($F_{\Sigma n}$ визначається згідно з рис. 4.18, б);

– задаючись довільними значеннями $I_0^* = I_0 / I_{xx}$ в межах від $I_{екв}$ до нуля, знаходять із кривої намагнічування (рис. 4.22) значення x_0 з урахуванням насичення магнітного кола;

– підставляючи $I'_{екв}$, I_0 і x_0 в (4.49), знаходять відношення $(R'_2 / S)^2$ і R'_2 / S ;

– за допомогою (4.50) визначається I'_2 , а потім за (4.51) момент двигуна;

– кутова швидкість двигуна визначається за формулою

$$\omega = \omega_0 S = \omega_0 R'_2 / (R'_2 / S).$$

Приклад 4.7. Для асинхронного двигуна з короткозамкнутим ротором типу 4А112МА6 необхідно розрахувати статичну механічну характеристику в режимі динамічного гальмування з урахуванням насичення магнітного кола. Номінальні дані двигуна: $P_n = 3,0$ кВт, $U_n = 380$ В, $n_n = 953$ об/хв, $I_{1n} = 7,38$ А,

$x_0 = 56,64 \text{ Ом}, \quad r_1 = 2,53 \text{ Ом}, \quad x_2' = 2,98 \text{ Ом}, \quad r_2' = 1,88 \text{ Ом}, \quad I_{xx} = 3,88 \text{ А}.$
 Еквівалентний струм прийняти рівним $I_{екв} = I_{1н} = 7,38 \text{ А}.$

Р о з в ' я з а н н я. Послідовність розрахунку за допомогою рівнянь (4.49)...(4.51) вказана раніше. Результати розрахунку наведені в табл. 4.4.

Таблиця 4.4

I_0	I_0^*	X_0^*	X_0	$\left(\frac{I_{екв}}{I_0}\right)^2$	$\left(\frac{R_2'}{S}\right)^2$	$\frac{R_2'}{S}$	I_2'	M	ω
7	1,8	0,65	36,8	1,11	13728	117,2	2,14	5,13	1,68
6	1,55	0,72	40,76	1,51	3607	60	3,75	24,17	3,28
5	1,29	0,86	48,7	2,18	2175	46,6	5,21	36,2	4,22
4,5	1,16	0,89	50,4	2,69	1622	40,3	5,63	36,6	4,88
3,88= I_{xx}	1	1	56,6	3,61	1313,4	36,2	6,06	37,4	5,44
3	0,77	1,11	62,85	6,05	777,6	27,9	6,74	36,3	7,1
2	0,515	1,23	69,6	13,6	403	20,1	6,93	27,6	9,8
1	0,026	1,23	69,6	54,46	91,73	9,58	7,1	13,8	20,1
0,5	0,128	1,23	69,6	217,9	19,4	4,4	7,15	6,44	44,7

З наведеної таблиці видно, що для двигунів з короткозамкнутим ротором критичний момент настає при досить малій кутовій швидкості $1/\text{с}.$
 $\omega_{кр}$ При великих швидкостях гальмівний момент незначний, тому динамічне гальмування для таких двигунів не ефективне.

4.7. Підвищення енергетичних показників асинхронних двигунів

Коефіцієнт потужності асинхронного двигуна при синусоїдальних напругах і струмах визначається виразом

$$\cos \varphi = P / S = P / \sqrt{P^2 + Q^2},$$

де $P = M \omega_0 + 3I_1^2 R_1$ – активна потужність; $Q = 3I_0^2 x_0 + 3I_1^2 x_1 + 3I_2'^2 x_2'$ – реактивна потужність; S – повна потужність.

Для більшості двигунів номінальний $\cos \varphi_n \approx 0,8 \dots 0,9$, при цьому $Q \approx (0,5 \dots 0,7)P$, тобто асинхронний двигун споживає значну реактивну потужність. Чим нижче $\cos \varphi$, тим більше споживається з мережі реактивної потужності, завантажуючи її реактивним струмом і викликаючи додаткові

втрати. При цьому зменшується пропускна спроможність лінії.

Коефіцієнт потужності істотно залежить від завантаження асинхронного двигуна. У режимі холостого ходу коефіцієнт потужності невеликий, унаслідок значного за величиною струму намагнічування ($I_0 = (0,2 - 0,4)I_{1н}$) відносно активної складової. У міру збільшення навантаження зростає $\cos\varphi$, досягаючи свого максимального значення приблизно при номінальному навантаженні.

Асинхронні двигуни є основним споживачем реактивної потужності в системах енергопостачання. Тому підвищення $\cos\varphi$ асинхронних двигунів дозволяє суттєво понизити втрати енергії в мережі, що актуально в умовах дефіциту електроенергії.

Основними заходами щодо підвищення $\cos\varphi$ асинхронних двигунів є:

- заміна малозавантажених двигунів двигунами меншої потужності, що збільшує ступінь завантаження, а отже, і $\cos\varphi$;
- обмеження невиробничої роботи асинхронних двигунів на холостому ході;
- зниження напруги живлення двигунів, працюючих з малим навантаженням, шляхом застосування системи регулятор напруги – АД. При зниженні напруги до оптимального значення зменшується магнітний потік двигуна, струм намагнічування і втрати в сталі. У результаті цього підвищується $\cos\varphi$ і зменшуються сумарні втрати в двигуні. Зменшення напруги живлення дуже ефективно для асинхронних приводів з вентиляторною характеристикою навантаження, коли момент опору $M_c = \kappa\omega^2$;
- заміна асинхронних приводів з реостатним регулюванням швидкості частотно-регульованим.

Швидкодія асинхронних приводів з реостатним регулюванням швидкості може бути досягнута вибором оптимального ковзання при пуску і гальмуванні. Оскільки механічні характеристики асинхронного двигуна нелінійні, то маємо оптимальне значення критичного моменту, що забезпечує мінімум часу розгону і гальмування приводу.

Без урахування моменту опору рівняння руху має вигляд:

$$M = J \frac{d\omega}{dt} = -J\omega_0 \frac{dS}{dt}, \quad (4.52)$$

оскільки $\omega = \omega_0(1 - S)$ і $\frac{d\omega}{dt} = -\omega_0 \frac{dS}{dt}$.

Підставляючи в (4.52) значення моменту двигуна з рівняння Клосса

$$M = \frac{2M_{кр}}{S_{кр} / S + S / S_{кр}}, \quad (4.53)$$

отримаємо

$$-J\omega_0 \frac{dS}{dt} = \frac{2M_{кр}}{S_{кр} / S + S / S_{кр}}.$$

Звідки

$$dt = \frac{-J\omega_0}{2M_{кр}} \left(\frac{S_{кр}}{S} + \frac{S}{S_{кр}} \right) dS = -\frac{J\omega_0 S_{кр}}{2M_{кр}} \left(\frac{1}{S} + \frac{S}{S_{кр}^2} \right) dS. \quad (4.54)$$

З (4.54) маємо:

$$t_{раз} = \int_{S_1}^{S_2} dt = -\frac{J\omega_0 S_{кр}}{2M_{кр}} \left[\ln S \left| \frac{S_2}{S_1} + \frac{S^2}{2S_{кр}^2} \right| \frac{S_2}{S_1} \right].$$

Змінивши межі інтегрування, отримаємо:

$$t_{раз} = \frac{J\omega_0 S_{кр}}{2M_{кр}} \left[\ln \frac{S_1}{S_2} + \frac{S_1^2 - S_2^2}{2S_{кр}^2} \right]. \quad (4.55)$$

Якщо прийняти $S_2 = 0,05$, то час розгону до швидкості $\omega = 0,95\omega_0$ складає:

$$t_{раз} = \frac{J\omega_0}{M_{кр}} \left[1,5S_{кр} + \frac{1}{4S_{кр}} \right].$$

Досліджуючи (4.55) на екстремум, розв'язуючи рівняння $\frac{dt_{раз}}{dS_{кр}} = 0$,

отримаємо оптимальне значення ковзання, при якому час розгону буде мінімальним

$$S_{кр.опт} = \sqrt{\frac{S_1^2 - S_2^2}{2 \ln S_1 / S_2}}. \quad (4.56)$$

Якщо припустити, що при пуску ковзання змінюється від $S_1 = 1$ до $S_2 = 0,05$, то $S_{кр.опт} = 0,41$.

Аналогічно можна знайти:

– при гальмуванні противмиканням $S_{кр.опт} = 1,47$;

– при реверсі $S_{кр.опт} = 0,74$;

– при динамічному гальмуванні від $S_1 = 1$ до $S_2 = 0,05$ $S_{кр.опт} = 0,41$.

Наведені вирази дозволяють вибрати реостатні характеристики двигуна в гальмівних режимах з позиції мінімуму часу перехідного процесу.

4.8. Математичний опис узагальненої асинхронної машини

Математичний опис перехідних процесів машини базується на відомих законах електромеханіки. Рівняння рівноваги ЕРС для кола статора і ротора, що виражені через потокозчеплення, записуються за допомогою другого закону Кірхгофа:

$$\left. \begin{aligned} U_A &= R_A i_A + \frac{d\psi_A}{dt}, \\ U_B &= R_B i_B + \frac{d\psi_B}{dt}, \\ U_C &= R_C i_C + \frac{d\psi_C}{dt} \end{aligned} \right\} \quad \left. \begin{aligned} U_a &= R_a i_a + \frac{d\psi_a}{dt}, \\ U_b &= R_b i_b + \frac{d\psi_b}{dt}, \\ U_c &= R_c i_c + \frac{d\psi_c}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (4.57)$$

У наведених виразах фігурують миттєві значення напруг, струмів і потокозчеплень. Для симетричної машини $R_A = R_B = R_C = R_1$; $R_a = R_b = R_c = R_2$.

Потокозчеплення обмоток статора і ротора визначаються на підставі закону Ампера. Потокозчеплення, наприклад обмотки фази А статора, визначається за допомогою виразу

$$\psi_A = L_A i_A + L_{AB} i_B + L_{AC} i_C + L_{Aa} i_a + L_{Ab} i_b + L_{Ac} i_c. \quad (4.58)$$

Аналогічні вирази можна записати для обмоток фаз В і С.
Потокозчеплення обмотки фази А ротора

$$\psi_a = L_a i_a + L_{ab} i_b + L_{ac} i_c + L_{aB} i_B + L_{aC} i_C + L_{aA} i_A. \quad (4.59)$$

Наведені рівняння показують, що потокозчеплення кожної обмотки залежить від струмів усіх обмоток. Причому L_A і L_a є повною власною індуктивністю обмоток статора і ротора, а всі інші – взаємні індуктивності між відповідними обмотками.

Слід зазначити, що незважаючи на повний і достатньо строгий математичний опис асинхронної машини за допомогою наведених виразів, використання їх для дослідження динамічних режимів роботи і особливо керування приводом призводить до серйозних труднощів. Основні труднощі полягають у тому, що взаємоіндуктивності між обмотками статора і ротора залежать від їх взаємного розташування і змінюються в функції кута між осями відповідних обмоток. Взаємна індуктивність між двома обмотками, магнітні осі яких зсунуті на деякий кут, дорівнює взаємній індуктивності при збігу осей на косинус кута α між ними. Взаємна індуктивність між обмотками статора і ротора $L_{12} = L_{12m} \cos \alpha$ є періодичною функцією α з періодом зміни 2π , де L_{12m} – взаємоіндуктивність при збігу осей.

Таким чином, рівняння потокозчеплення обмоток статора (4.58) і ротора (4.59) є рівняннями з періодичними коефіцієнтами і, отже, складними при дослідженні електромагнітних перехідних процесів, а також при синтезі алгоритмів керування. Вирази (4.57), доповнені рівнянням руху, встановлюють взаємозв'язок між процесами в механічній і електричній частинах електромеханічної системи.

Застосування методу просторових (узагальнених) векторів дозволяє істотно спростити математичний опис машин змінного струму і скоротити кількість рівнянь.

Суть методу полягає в тому, що миттєві значення трифазних змінних (напруги, струми, потокозчеплення) математично перетворюються так, щоб вони могли бути зображені одним просторовим вектором. Значення цього перетворення пояснюється таким чином. Магнітне обертове поле (результуючу МРС трьох обмоток) можна уявити просторовим вектором, рівним за абсолютною величиною амплітуді результуючої синусоїдальної хвилі і спрямованим уздовж цієї амплітуди. Цей вектор обертається в повітряному зазорі з синхронною швидкістю, відповідній частоті мережі. Суттєво, що у будь-який момент часу вектор результуючої обертової МРС визначається миттєвими значеннями МРС окремих фаз і, навпаки, миттєві значення фазних МРС визначаються результуючим вектором. Для конкретної машини за допомогою такого обертового вектора можна замість МРС визначити пропорційні їм фазні струми.

Таким чином, можна зробити висновок, що просторовий (узагальнений) вектор струму, що обертається з постійною швидкістю, визначається миттєвими значеннями фазних струмів. Причому проекції цього вектора на осі обмоток дають миттєве значення струму в окремих фазах. Аналогічним чином в кожний даний момент часу з трьох миттєвих значень напруг і потокозчеплення можна утворити один єдиний вектор напруги або потокозчеплення, який однозначно визначає миттєве значення даної фізичної величини, і навпаки. Таким чином, узагальнений вектор – це такий вектор, проекції якого на осі обмоток дають миттєві значення змінних.

Якщо позначити миттєві значення струмів статора i_A , i_B , i_C , то результуючий вектор струму визначається рівнянням

$$\bar{I}_1 = \frac{2}{3} \cdot (i_A + \bar{a}i_B + \bar{a}^2i_C), \quad (4.60)$$

де $\bar{a} = e^{j120} = -\frac{1}{2} + j \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}$; $\bar{a}^2 = -\frac{1}{2} - j \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}$ – вектори, що враховують просторовий зсув обмоток.

Для геометричної побудови вектора струму статора необхідно у напрямі осі фази А (який приймається позитивним) нанести миттєві значення струмів трьох фаз з урахуванням їх знаків. Потім у відповідності з (4.60) будуються вектори $\bar{a}i_B$ і $\bar{a}^2i_C$, повернені відносно векторів i_B і i_C відповідно на 120° та 240° у позитивному напрямі. Побудований таким чином вектор дорівнює $\frac{2}{3} \cdot \bar{I}_1$ (рис. 4.23) На цьому рисунку прямими А, С, В, які створюють між собою кути 120° , позначено осі обмоток трьох фаз.

Вектор струму статора можна подати у вигляді $\bar{I}_1 = I_{1m} e^{j\omega_1 t}$, де I_{1m} – амплітудне значення фазного струму статора; $\omega_1 = 2\pi f_1$ – кутова частота струму

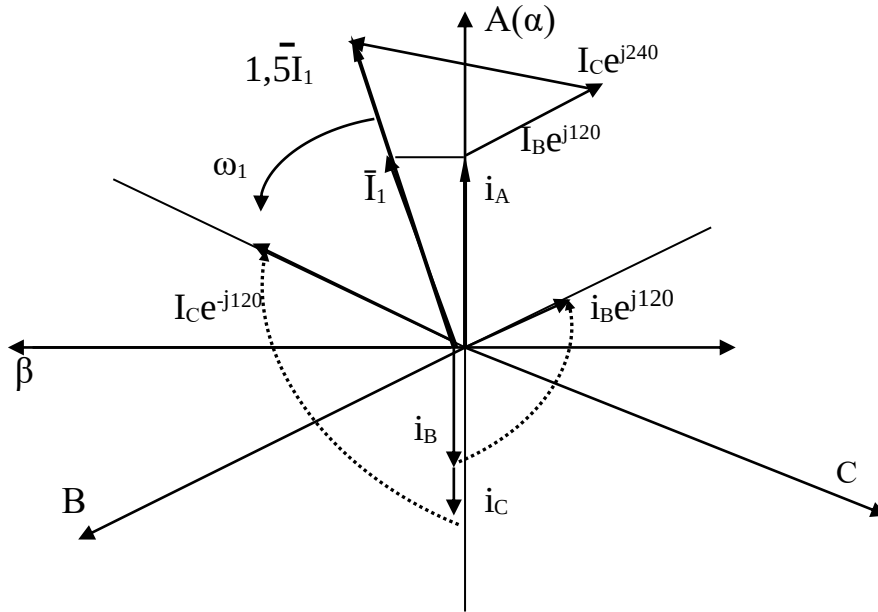


Рис. 4.23. Формування результуючого (узагальненого) вектора струму статора

статора. Цей вектор на комплексній площині обертається в позитивному напрямі з кутовою швидкістю ω_1 . Проекції вектора $\bar{I}_1$ на фазні осі А, В, С визначають миттєві струми фаз.

Аналогічно можна отримати узагальнені вектори для інших змінних, що входять в рівняння (4.57) ... (4.59), які в результаті цього наберуть вигляду:

$$\bar{U}_1 = R_1 \bar{I}_1 + \frac{d\bar{\psi}_1}{dt}; \quad (4.61)$$

$$\bar{U}_2 = R_2 \bar{I}_2 + \frac{d\bar{\psi}_2}{dt}; \quad (4.62)$$

$$\bar{\psi}_1 = L_1 \bar{I}_1 + L_m(\theta) \bar{I}_2; \quad (4.63)$$

$$\bar{\psi}_2 = L_2 \bar{I}_2 + L_m(\theta) \bar{I}_1, \quad (4.64)$$

де $\bar{I}_1, \bar{I}_2$ – узагальнені вектори струмів статора і ротора; $\bar{\psi}_1, \bar{\psi}_2$ – узагальнені вектори потокозчеплення статора і ротора; $L_1 = L_m + L_{1\sigma}$, $L_2 = L_m + L_{2\sigma}$ – повна індуктивність статора і ротора в результаті дії трьох фаз; $L_{1\sigma}, L_{2\sigma}$ – індуктивність розсіювання обмоток статора і ротора; $L_m = \frac{3}{2} L_{1.2}$ – еквівалентна взаємна індуктивність статора і ротора в результаті дії трьох фаз, яка у півтора рази більше взаємної індуктивності $L_{1.2}$ окремо взятої фази; θ – кут між просторовим розташуванням обмоток статора і ротора.

Відомо, що будь-який вектор на комплексній площині може бути розкладений на складові у взаємно перпендикулярних осях, наприклад, вектор струму статора в нерухомих осях α, β можна записати у вигляді $\bar{I}_1 = I_{1\alpha} + jI_{1\beta}$. Це можна розглядати як заміну результуючого магнітного потоку сумою двох полів, створюваних струмами $I_{1\alpha}$ і $I_{1\beta}$ двох обмоток, розташованих на взаємно перпендикулярних осях α і β . При цьому трифазна машина замінюється узагальненою двофазною (рис. 4.24), де осі α і β нерухомі й α співпадає з віссю обмотки фази А статора, а осі d, q обертаються разом із ротором.

Узагальнена машина симетрична й має по дві обмотки на статорі і роторі, зсунуті в просторі на 90° . Якщо обмотки статора живляться змінною напругою, зсунутою по фазі на 90° , то в повітряному зазорі створюється обертове магнітне поле.

Двофазна модель простіше для математичного опису процесів електромагнітного перетворення енергії. Недоліком системи рівнянь (4.61)...(4.64) є те, що рівняння рівноваги ЕРС статора записані в нерухомій системі координат, пов'язаній зі статором (осі α і β), а рівняння рівноваги напруг для ротора записані в обертовій системі координат d, q , пов'язаною з ротором. Внаслідок цього в рівняннях потокозчеплень (4.63) і (4.64) з'явився змінний коефіцієнт взаємної індуктивності $L_m(\theta)$.

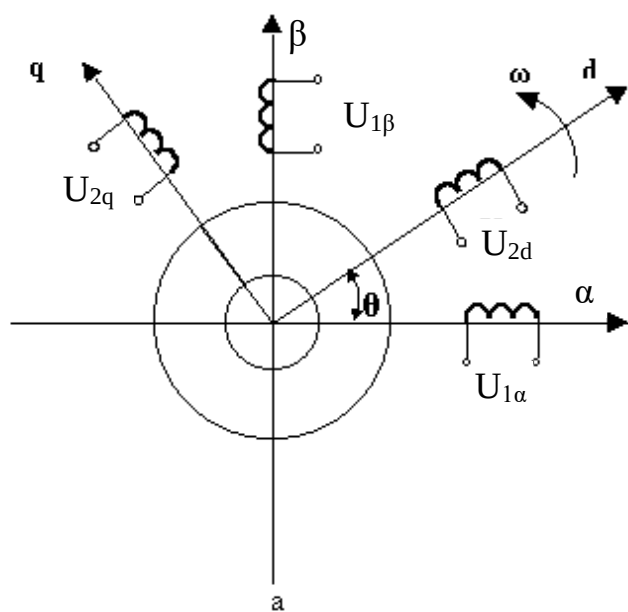


Рис. 4.24. Схема узагальненої двополюсної машини

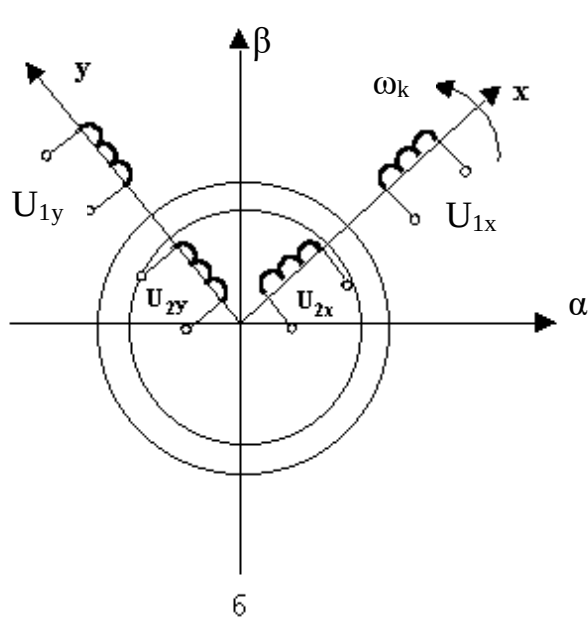


Рис. 4.25. Схема узагальненої машини в обертовій системі координат

Метод просторових векторів дозволяє записати рівняння (4.61)...(4.64) в єдиній системі координат, що обертається з довільною швидкістю. На рис. 4.25 подана схема узагальненої машини у системі координат x, y , що синхронно обертається зі швидкістю $\omega_k = 2\pi f_1$, де f_1 – частота напруги живлення обмоток

статора.

Причому в загальному випадку координатні осі можуть обертатися з будь-якою довільною швидкістю і бути нерухомими. Вибір типу координатних осей залежить від виду вирішуваних задач. При векторному керуванні асинхронним двигуном вибирають, як правило, обертову систему координат. Дослідження динаміки асинхронного двигуна без системи керування реалізується частіше всього в нерухомій системі координат.

В одній системі координат (нерухомій або обертовій) рівняння (4.61)...(4.64) набувають вигляду:

$$\bar{U}_1 = \bar{I}_1 R_1 + \frac{d\bar{\psi}_1}{dt} + j\omega_k \bar{\psi}_1; \quad (4.65)$$

$$\bar{U}_2 = \bar{I}_2 R_2' + \frac{d\bar{\psi}_2}{dt} + j(\omega_k - Z_n \omega) \bar{\psi}_2; \quad (4.66)$$

$$\bar{\psi}_1 = L_1 \bar{I}_1 + L_m \bar{I}_2; \quad (4.67)$$

$$\bar{\psi}_2 = L_2 \bar{I}_2 + L_m \bar{I}_1, \quad (4.68)$$

де Z_n – кількість пар полюсів; ω – кутова швидкість ротора; ω_k – швидкість обертання координатних осей.

Слід звернути увагу, що завдяки перетворенню координат у цих рівняннях виключено залежність взаємної індуктивності від кутового положення ротора.

Момент двигуна є векторним добутком будь-якої пари векторів. З наведених рівнянь виходить, що таких пар може бути шість. Найчастіше застосовують такі рівняння моменту двигуна:

$$M = \frac{3}{2} Z_n \bar{\psi}_1 \cdot \bar{I}_1; \quad (4.69)$$

$$M = \frac{3}{2} Z_n L_m \bar{I}_1 \cdot \bar{I}_2; \quad (4.70)$$

$$M = \frac{3}{2} Z_n \frac{L_m}{L_2} \bar{\psi}_2 \cdot \bar{I}_1. \quad (4.71)$$

Для переведення рівнянь (4.65)...(4.68) до безрозмірних (відносних) одиниць як базові звичайно вибирають амплітудні номінальні значення фазної напруги і струму, а також номінальне значення кутової частоти: $U_\delta = \sqrt{2} U_{1\phi}$, $I_\delta = \sqrt{2} I_{1n}$, $\omega_\delta = \omega_1 = 2\pi f_1$.

За допомогою цих базових величин визначаються базові значення решти змінних і коефіцієнтів:

$$R_\delta = \frac{U_\delta}{I_\delta}, \quad L_\delta = \frac{U_\delta}{\omega_\delta I_\delta}, \quad \psi_\delta = \frac{U_\delta}{\omega_\delta}, \quad M_\delta = \frac{3}{2} Z_n \frac{U_\delta I_\delta}{\omega_\delta}, \quad t_\delta = \frac{1}{\omega_\delta}.$$

Якщо реальні величини в рівняннях (4.65)...(4.71) розділити на їх базові значення, то узагальнена система рівнянь для математичного опису асинхронних машин у відносних одиницях прийме вигляд:

$$\left. \begin{aligned} \bar{U}_1^x &= r_1 \bar{I}_1^x + \frac{d\bar{\psi}_1^x}{dt^x} + j\alpha_k \bar{\psi}_1^x; \\ \bar{U}_2^x &= r_2 \bar{I}_2^x + \frac{d\bar{\psi}_2^x}{dt^x} + j(\alpha_k - Z_n \omega^x); \\ \bar{\psi}_1^x &= \bar{I}_1^x X_1 + X_m \bar{I}_2^x; \\ \bar{\psi}_2^x &= \bar{I}_2^x X_2 + X_m \bar{I}_1^x; \\ M^x &= K(\bar{\psi}_1^x \cdot \bar{I}_1^x); \\ T_m^x \frac{d\omega^x}{dt^x} &= M^x - M_c^x, \end{aligned} \right\} \quad (4.72)$$

де позначено: $\bar{U}_1^x = \frac{\bar{U}_1}{U_\delta}; \quad \bar{U}_2^x = \frac{\bar{U}_2}{U_\delta}; \quad \bar{I}_2^x = \frac{\bar{I}_2}{I_\delta}; \quad \bar{I}_1^x = \frac{\bar{I}_1}{I_\delta}; \quad \bar{\psi}_1^x = \frac{\bar{\psi}_1}{\psi_\delta};$
 $\bar{\psi}_2^x = \frac{\bar{\psi}_2}{\psi_\delta}; \alpha_k = \frac{\omega_k}{\omega_\delta}; \quad \omega^x = \frac{\omega}{\omega_\delta}; \quad M^x = \frac{M}{M_\delta}; \quad M_c^* = \frac{M_c}{M_\delta}; r_1 = \frac{R_1}{R_\delta}; \quad r_2 = \frac{R_2}{R_\delta}; \quad x_1 = \frac{\omega_\delta L_1}{R_\delta};$
 $x_2 = \frac{\omega_\delta L_2}{R_\delta}; \quad x_m = \frac{\omega_\delta L_m}{R_\delta}; \quad T_m^x = \frac{J \omega_\delta^2}{M_\delta}; \quad t^* = \frac{t}{t_\delta}$

Введення відносних одиниць дозволяє усунути багато проблем при моделюванні і спрощує аналіз режимів роботи асинхронних двигунів.

4.9. Координатні та фазні перетворення змінних

У нерухомій системі координат (α, β) вектор струму (напруги, потокозчеплення) може бути поданий в алгебраїчній та показовій формі

$$\bar{I}_{(\alpha\beta)} = I_\alpha + jI_\beta = I_m e^{j\varphi}, \quad (4.73)$$

де $I_m = |\bar{I}|$, φ – модуль і аргумент вектора $\bar{I}$.

Той же самий вектор в системі координат x, y , що обертаються, може бути поданий у вигляді:

$$\bar{I}_{(x,y)} = I_x + jI_y = I_m e^{j(\phi - \omega_k t)} = \bar{I}_{(\alpha,\beta)} e^{-j\omega_k t}. \quad (4.74)$$

За допомогою наведених виразів і рис. 4.26 легко отримати рівняння перетворення від нерухомої до обертової системи координат і навпаки.

Перехід від нерухомої системи координат до обертової виконується за допомогою виразів:

$$\left. \begin{aligned} \bar{I}_{(x,y)} &= \bar{I}_{(\alpha,\beta)} e^{-j\omega_k t} \\ I_x &= I_\alpha \cos \omega_k t + I_\beta \sin \omega_k t; \\ I_y &= I_\alpha \sin \omega_k t - I_\beta \cos \omega_k t. \end{aligned} \right\} \quad (4.75)$$

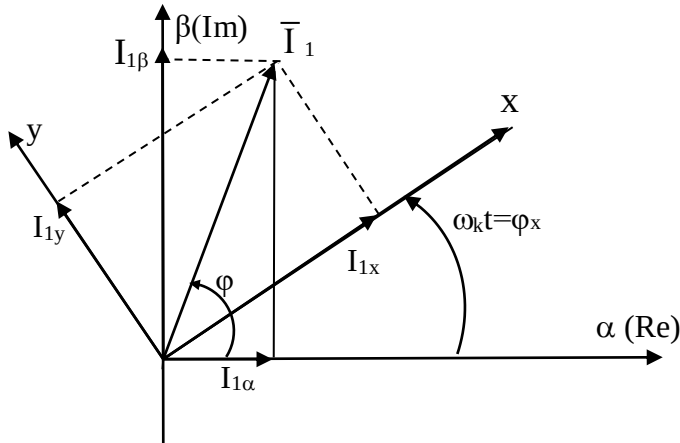


Рис. 4.26. Перетворення координат

Перехід від обертової системи координат до нерухомої:

$$\left. \begin{aligned} \bar{I}_{(\alpha,\beta)} &= \bar{I}_{(x,y)} e^{j\omega_k t} \\ I_\alpha &= I_x \cos \omega_k t - I_y \sin \omega_k t; \\ I_\beta &= I_x \sin \omega_k t + I_y \cos \omega_k t. \end{aligned} \right\} \quad (4.76)$$

У пристроях перетворення обертової системи координат в нерухому на вхід подаються постійні величини, а на виході отримуються гармонійні сигнали. У пристроях перетворення нерухомої системи координат в обертову, навпаки, на вхід подають гармонійні сигнали, а на виході отримують постійні величини.

При побудові реальних систем електроприводу з векторним керуванням у системі регулювання використовуються обидва види перетворювачів координат (рис. 4.27). Це зумовлено тим, що реалізація регуляторів відбувається в обертовій системі координат на постійному струмі, а реальні регульовані змінні – струми, напруги, потокозчеплення – є гармонійними функціями часу.

На рис. 4.27 позначено: ПК1 – перетворювач координат з обертової системи в нерухому; ПФ1 – перетворювач фаз для переходу від двофазної узагальненої машини до трифазної; ПФ2 – те ж саме, що і ПФ1, але, навпаки, реалізує перехід від трифазної машини до узагальненої двофазної; ПК2 – перехід від нерухомої системи координат в обертову; ω_k – кутова швидкість координатних осей.

Двигуни змінного струму, як правило, мають трифазну обмотку статора, в

зв'язку з чим треба знати перетворення змінних трифазної моделі до змінних двофазної і навпаки. Для цього користуються таким положенням. Результируючий вектор будь-якої зміни, наприклад, струму статора I_1 , можна розкласти в нерухомій системі координат на дві складові

$$\bar{I}_1 = I_{1\alpha} + jI_{1\beta},$$

де

$$I_{1\beta} = \text{Re}(\bar{I}_1); I_{1\beta} = I_m(\bar{I}_1). \quad (4.77)$$

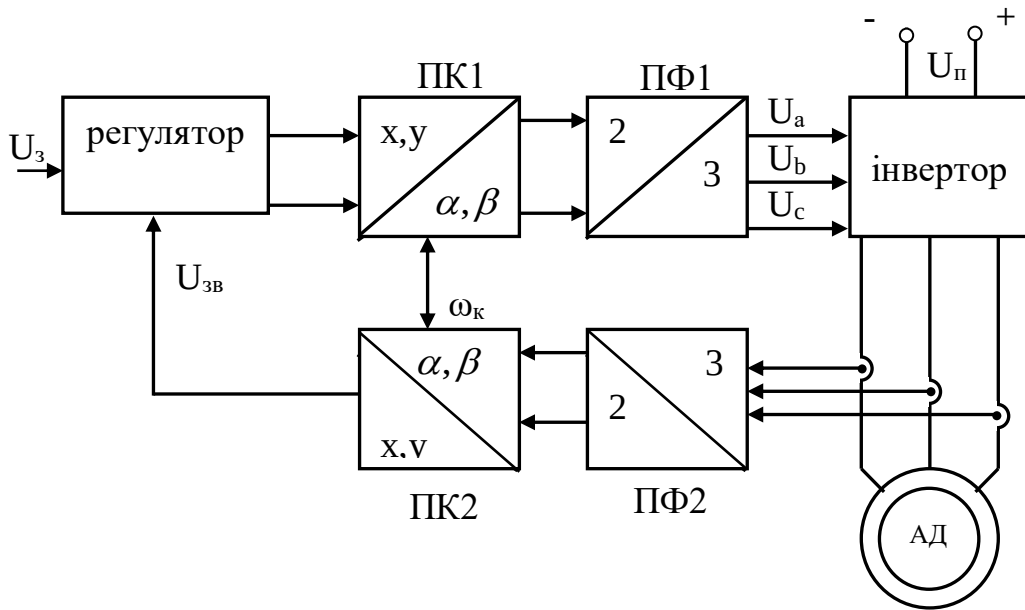


Рис. 4.27. Функціональна схема асинхронного електроприводу з векторним керуванням

Аналitiчну залежність між складовими $I_{1\alpha}$ і $I_{1\beta}$ двофазної машини і миттєвими значеннями струмів окремих фаз трифазної машини можна встановити, підставляючи в (4.77) значення узагальненого вектора з (4.60):

$$I_{1\alpha} = \text{Re}(\bar{I}_1) = R_e \left[\frac{2}{3} (i_A + \bar{a}i_B + \bar{a}^2i_C) \right] = \frac{2}{3} \left[i_A - \frac{i_B + i_C}{2} \right] = i_A, \quad (4.78)$$

оскільки в симетричній системі $i_A + i_B + i_C = 0$;

$$I_{1\beta} = I_m(\bar{I}_1) = I_m \left[\frac{2}{3} (i_A + \bar{a}i_B + \bar{a}^2i_C) \right] = \frac{i_B - i_C}{\sqrt{3}}. \quad (4.79)$$

Вираз (4.78) витікає безпосередньо з визначення узагальненого вектора, проекції якого на осі обмоток дорівнюють миттєвим значенням фазних струмів. Оскільки вісь α співпадає з віссю фази А, то завжди складова $I_{1\alpha} = i_A$.

Фазні струми у функції складових $I_{1\alpha}$ і $I_{1\beta}$ з урахуванням (4.78) і (4.79) знаходяться таким чином (перетворення двофазних змінних до трифазних):

$$\left. \begin{aligned} i_A &= I_{1\alpha}; \\ i_B &= \frac{-I_{1\alpha}}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} I_{1\beta}; \\ i_C &= \frac{-I_{1\alpha}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} I_{1\beta}. \end{aligned} \right\} \quad (4.80)$$

4.10. Асинхронний двигун як об'єкт керування в нерухомій системі координат

У нерухомій системі координат ($\omega_k = 0, \alpha_k = 0$) дійсна вісь позначається, через α , яка співпадає з магнітною віссю фази А, а уявна через β і випереджує дійсну на 90° . Припустимо в рівняннях (4.65)...(4.68) $U_2 = 0, \omega_k = 0$, отримаємо рівняння асинхронного двигуна в нерухомій системі координат:

$$\left. \begin{aligned} \bar{U}_1 &= \bar{I}_1 R_1 + \frac{d\bar{\psi}_1}{dt}, \\ 0 &= \bar{I}_2 R_2' + \frac{d\bar{\psi}_2}{dt} - jZ_n \omega \bar{\psi}_2 \end{aligned} \right\} \quad (4.81)$$

$$\left. \begin{aligned} \bar{\psi}_1 &= \bar{I}_1 L_1 + \bar{I}_2 L_m, \\ \bar{\psi}_2 &= \bar{I}_2 L_2 + \bar{I}_1 L_m \end{aligned} \right\} \quad (4.82)$$

Згідно (4.82) та $\bar{I}_0 = \bar{I}_1 + \bar{I}_2$ маємо:

$$\begin{aligned} \bar{\psi}_1 &= \bar{\psi}_m + L_{1\sigma} \bar{I}_1 = k_2 \bar{\psi}_2 + \bar{I}_1 L_{1n}; \\ \bar{\psi}_m &= \bar{\psi}_1 - L_{1\sigma} \bar{I}_1 = k_2 (\bar{\psi}_2 + L_{2\sigma} \bar{I}_1); \\ \bar{\psi}_2 &= \bar{\psi}_m + L_{2\sigma} \bar{I}_2 = k_1 \bar{\psi}_1 + \bar{I}_2 L_{2n} = (\bar{\psi}_1 - \bar{I}_1 L_{1n}) / k_2. \end{aligned} \quad (4.83)$$

Остання рівність отримана зрівнянням I_2 отриманих з (4.82).

В цих виразах: $K_1 = L_m / L_1$, $K_2 = L_m / L_2$ – коефіцієнти зв'язку обмоток статора і ротора; $L_{1n} = L_1 - L_m^2 / L_2$, $L_{2n} = L_2 - L_m^2 / L_1$ – перехідна індуктивність обмоток статора і ротора.

За допомогою наведеної системи рівнянь можна отримати різні варіанти структурних схем асинхронного двигуна. Розглянемо дві основні:

- структурна схема, у якій фігурують лише струми обмоток статора і ротора;
- структурна схема, невідомими якої є тільки потокозчеплення обмоток статора і ротора.

У першому випадку рівняння потокозчеплень (4.82) підставляються у вирази для напруг (4.81). Внаслідок цього отримаємо:

$$\begin{aligned}\bar{U}_1 &= \bar{I}_1 R_1 + \frac{d}{dt}(L_1 \bar{I}_1 + L_m \bar{I}_2); \\ O &= I_2 R_2' + \frac{d}{dt}(L_2 \bar{I}_2 + L_m \bar{I}_1) - jZ_n \omega (L_2 \bar{I}_2 + L_m \bar{I}_1).\end{aligned}\quad (4.84)$$

Розкладаючи просторові вектори по осях α і β , маємо: $\bar{U}_1 = U_{1\alpha} + jU_{1\beta}$; $\bar{I}_1 = i_{1\alpha} + ji_{1\beta}$ $\bar{I}_2 = i_{2\alpha} + ji_{2\beta}$ і підставляючи їх в (4.84), отримаємо після перетворення:

$$\left. \begin{aligned}U_{1\alpha} &= R_1 i_{1\alpha} + L_1 p i_{1\alpha} + L_m p i_{2\alpha}; \\ U_{1\beta} &= R_1 i_{1\beta} + L_1 p i_{1\beta} + L_m p i_{2\beta};\end{aligned} \right\} \quad (4.85)$$

$$\left. \begin{aligned}O &= R_2' i_{2\alpha} + L_2 p i_{2\alpha} + L_m p i_{1\alpha} + Z_n \omega L_m i_{1\beta} + Z_n \omega L_2 i_{2\beta}; \\ O &= R_2' i_{2\beta} + L_2 p i_{2\beta} + L_m p i_{1\beta} - Z_n \omega L_m i_{1\alpha} - Z_n \omega L_2 i_{2\alpha}\end{aligned} \right\} \quad (4.86)$$

У цьому випадку до обмоток статора узагальненої машини прикладається симетрична двофазна система напруг:

$$U_{1\alpha} = U_{1\phi, \max} \cos \omega t; \quad U_{1\beta} = U_{1\phi, \max} \sin \omega t.$$

Момент асинхронного двигуна визначається за допомогою виразу:

$$M = \frac{3}{2} Z_n L_m (i_{2\alpha} i_{1\beta} - i_{1\alpha} i_{2\beta}).$$

Можна за допомогою отриманих рівнянь і рівнянь руху скласти структурну схему в нерухомій системі координат α і β (рис. 4.28).

У нерухомій системі координат напруги і струми обмоток статора і ротора машини залишаються гармонійними функціями часу, але мають однакову частоту, рівну частоті струму статора.

Якщо початкову систему рівнянь (4.81) вирішити відносно потокозчеплення, використовуючи співвідношення

$$i_{1\alpha} = \frac{\psi_{1\alpha} - K_2 \psi_{2\alpha}}{L_{1n}}, \quad i_{2\alpha} = \frac{\psi_{2\alpha} - K_1 \psi_{1\alpha}}{L_{2n}}, \quad i_{1\beta} = \frac{\psi_{1\beta} - K_2 \psi_{2\beta}}{L_{1n}}, \quad i_{2\beta} = \frac{\psi_{2\beta} - K_1 \psi_{1\beta}}{L_{2n}},$$

отримані за допомогою (4.82), то отримаємо після перетворення рівняння асинхронного двигуна в нерухомій системі координат в потокозчепленнях статора і

ротора:

$$\frac{d\psi_{1\alpha}}{dt} = U_{1\alpha} - \frac{R_1}{L_{1n}} \cdot \psi_{1\alpha} + K_2 \frac{R_1}{L_{1n}} \psi_{2\alpha}; \quad (4.87)$$

$$\frac{d\psi_{1\beta}}{dt} = U_{1\beta} - \frac{R_1}{L_{1n}} \psi_{1\beta} + K_2 \frac{R_1}{L_{1n}} \psi_{2\beta}; \quad (4.88)$$

$$\frac{d\psi_{2\alpha}}{dt} = -\frac{R'_2}{L_{2n}} \psi_{2\alpha} + K_1 \frac{R'_2}{L_{2n}} \psi_{1\alpha} - Z_n \omega \cdot \psi_{2\beta}; \quad (4.89)$$

$$\frac{d\psi_{2\beta}}{dt} = -\frac{R'_2}{L_{2n}} \psi_{2\beta} + K_1 \frac{R'_2}{L_{2n}} \psi_{1\beta} + Z_n \omega \cdot \psi_{2\alpha}, \quad (4.90)$$

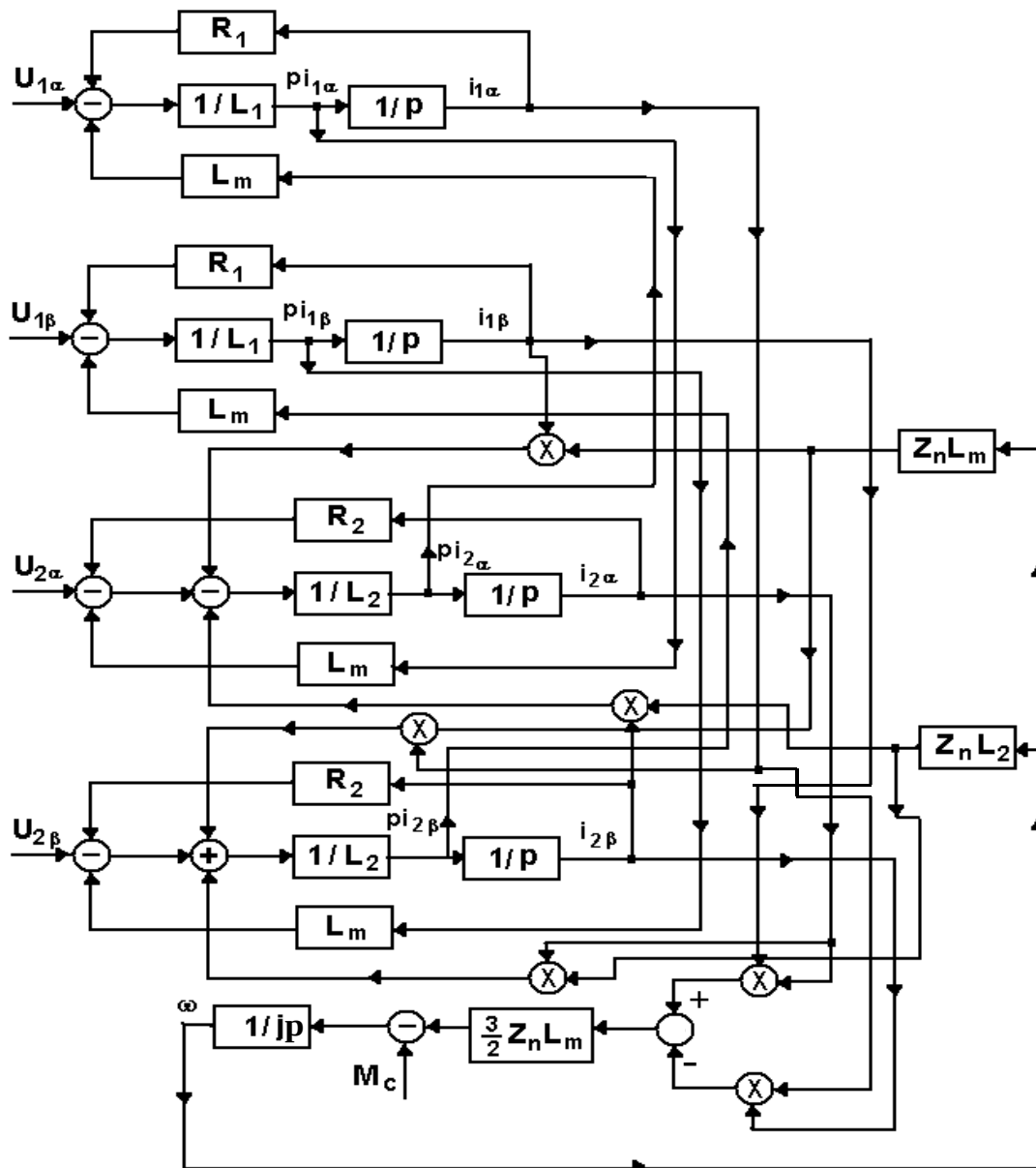


Рис. 4.28. Структурна схема асинхронного двигуна в неподвижной системе координат α, β в узагальнених векторах струмів статора і ротора

Для цього випадку момент двигуна визначається як

$$M = \frac{3}{2} Z_n \frac{L_m}{L_1 L_2 - L_m^2} (\psi_{2\alpha} \psi_{1\beta} - \psi_{2\beta} \psi_{1\alpha}). \quad (4.91)$$

Структурна схема асинхронного двигуна в потокозчепленнях статора і ротора, отримана за допомогою виразів (4.87)...(4.91), наведена на рис. 4.29, де позначено:

$$K_m = \frac{3}{2} Z_n \frac{L_m}{L_1 L_2 - L_m^2}.$$

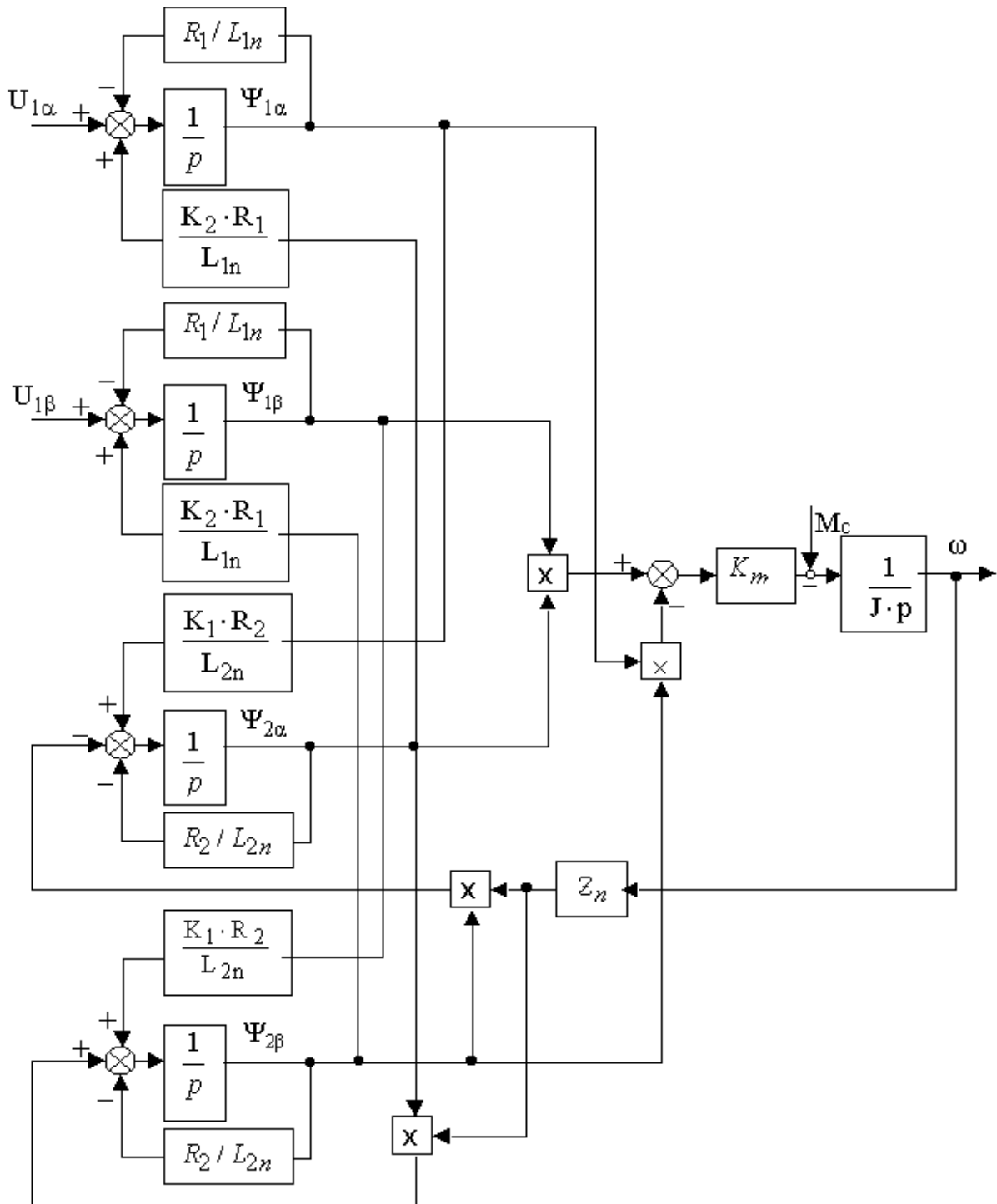


Рис. 4.29. Математична модель асинхронного двигуна в потокозчепленнях статора і ротора

Для моделювання динамічних процесів, наприклад прямого пуску асинхронного двигуна, на вхід структурних схем рис. 4.28 і 4.29 подається напруга $U_{1\alpha} = U_{1\phi\max} \cos \omega t$, $U_{1\beta} = U_{1\phi\max} \sin \omega t$.

Приклад 4.8. Для трифазного двигуна з короткозамкнутим ротором ($P_n = 22$ кВт, $U_{\phi n} = 220$ В, $Z_n = 2$, $j = 0,19$ кг·м², $\cos \varphi = 0,9$, $\eta = 0,9$. Параметри обмоток статора і ротора у відносних одиницях: $x_2^x = 0,12$,

$x_1^x = 0,08$, $R_2^x = 0,021$, $R_1^x = 0,041$, $x_0^x = 4,0$). Необхідно підготувати дані для моделювання динамічних режимів при прямому пуску двигуна за допомогою структурної схеми рис. 4.28.

Р о з в ' я з а н н я. Номінальний струм двигуна

$$I_n = \frac{P_n}{3U_{\phi n} \cos \varphi \eta} = \frac{22000}{3 \cdot 220 \cdot 0,9 \cdot 0,9} = 41,15 \text{ А.}$$

Базовий опір

$$R_\sigma = \frac{U_{\phi n}}{I_n} - \frac{220}{41,15} = 5,346 \text{ Ом.}$$

Активний опір обмоток статора

$$R_1 = R_1^x R_\sigma = 0,041 \cdot 5,346 = 0,219 \text{ Ом.}$$

Індуктивний опір обмоток статора

$$x_1 = x_1^x R_\sigma = 0,08 \cdot 5,346 = 0,428 \text{ Ом.}$$

Індуктивність розсіювання обмоток статора

$$L_{1\sigma} = \frac{x_1}{2\pi f_1} = \frac{0,428}{2 \cdot 3,14 \cdot 50} = 1,36 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.}$$

Зведений активний опір обмоток ротора

$$R_2' = R_2^x R_\sigma = 0,021 \cdot 5,346 = 0,112 \text{ Ом.}$$

Зведений індуктивний опір обмоток ротора

$$x_2' = x_2^x R_\sigma = 0,12 \cdot 5,346 = 0,642 \text{ Ом.}$$

Індуктивність розсіювання обмоток ротора

$$L_{2\sigma} = \frac{x_2'}{2\pi f_1} = \frac{0,642}{314} = 2,04 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.}$$

Індуктивний опір контуру намагнічування

$$x_0 = x_0^x R_\sigma = 4 \cdot 5,346 = 21,384 \text{ Ом.}$$

Індуктивність контуру намагнічування

$$L_0 = \frac{x_0}{2\pi f_1} = \frac{21,384}{314} = 0,068 \text{ Гн.}$$

Еквівалентна індуктивність обмоток статора, зумовлена дією трьох фаз

$$L_1 = \frac{3}{2}L_0 + L_{1\sigma} = 1,5 \cdot 0,068 + 1,36 \cdot 10^{-3} = 0,103 \text{ Гн.}$$

Еквівалентна індуктивність обмоток ротора, зумовлена дією трьох фаз

$$L_2 = \frac{3}{2}L_0 + L_{2\sigma} = 1,5 \cdot 0,068 + 2,04 \cdot 10^{-3} = 0,104 \text{ Гн.}$$

Моделювання прямого пуску асинхронного двигуна реалізується подачею напруги на входи системи рис. 4.28 або рис. 4.29.

$$U_{1\alpha} = U_{\phi\max} \cos \omega \cdot t = \sqrt{2} \cdot 220 \cdot \cos \omega \cdot t = 311,1 \cos \omega \cdot t ;$$
$$U_{1\beta} = U_{\phi\max} \sin \omega \cdot t = 311,1 \sin \omega \cdot t .$$

Обидві структури дають абсолютно однакові результати. Перехідні процеси наведено на рис. 4.30, з якого видно, що при прямому пуску спостерігається значне коливання моменту, обумовлене електромагнітною інерційністю.

Для побудови частотно-регульованого асинхронного електроприводу частіше за все як змінні, що описують поведінку машини в динаміці, використовують потокозчеплення ротора і струм статора. Структурна схема двигуна з цими змінними може бути отримана за допомогою початкових виразів (4.81) і (4.82). Для цього необхідно в перше рівняння (4.81) підставити

$$\bar{\psi}_1 = \bar{I}_1 L_1 + \frac{L_m(\bar{\psi}_2 - L_m \bar{I}_1)}{L_2},$$

а в друге

$$\bar{I}_2 = (\bar{\psi}_2 - L_m \bar{I}_1) / L_2 .$$

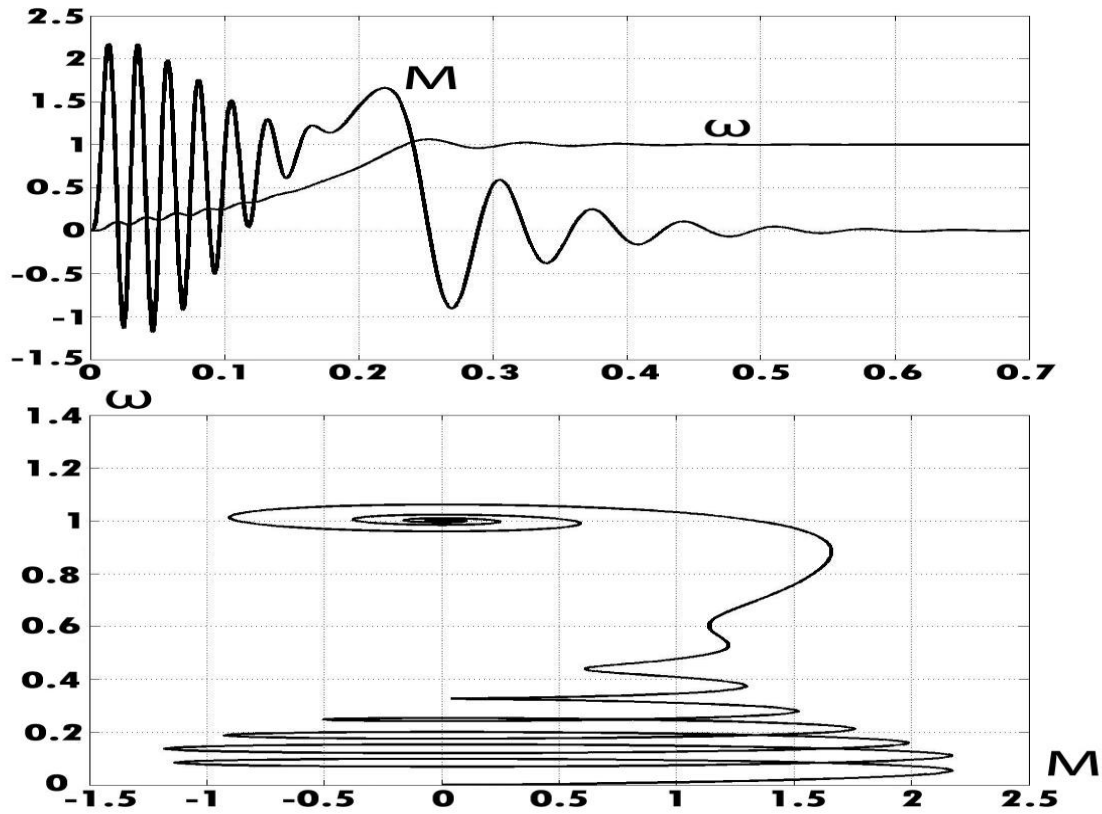


Рис. 4.30. Перехідні процеси при прямому пуску асинхронного двигуна (а) і динамічна механічна характеристика (б)

У результаті перетворень отримаємо:

$$\left. \begin{aligned} \bar{U}_1 &= \bar{I}_1 R_1 + L_{1n} \frac{d\bar{I}_1}{dt} + K_2 \frac{d\bar{\psi}_2}{dt}; \\ 0 &= \frac{\bar{\psi}_2}{L_2} \cdot R'_2 - \frac{R'_2 L_m}{L_2} \cdot \bar{I}_1 + \frac{d\bar{\psi}_2}{dt} - j Z_n \omega \bar{\psi}_2, \end{aligned} \right\} \quad (4.92)$$

де $L_{1n} = L_1 - L_m^2 / L_2$ – перехідна індуктивність обмоток статора; $K_2 = L_m / L_2$ – коефіцієнт зв'язку обмоток ротора.

Із сумісного рішення (4.92) та розкладаючи змінні на дійсну та уявну складові, отримаємо:

$$\begin{aligned} U_{1\alpha} &= i_{1\alpha} R'_1 (1 + T'_1 p) - \frac{k_2}{T_2} \psi_{2\alpha} - Z_n k_2 \omega \psi_{2\beta}; \\ U_{1\beta} &= i_{1\beta} R'_1 (1 + T'_1 p) - \frac{k_2}{T_2} \psi_{2\beta} + Z_n k_2 \omega \psi_{2\alpha}; \end{aligned} \quad (4.93)$$

$$\begin{aligned} 0 &= \frac{\psi_{2\alpha}}{T_2} (1 + p T_2) - k_2 R'_2 i_{1\alpha} + Z_n \omega \psi_{2\beta}; \\ 0 &= \frac{\psi_{2\beta}}{T_2} (1 + p T_2) - k_2 R'_2 i_{1\beta} - Z_n \omega \psi_{2\alpha}, \end{aligned} \quad (4.94)$$

$$\text{де } T'_1 = \frac{L_{1n}}{(R_1 + K_2^2 R'_2)}; T_2 = \frac{L_2}{R'_2}; K_2 = \frac{L_m}{L_2}; R'_1 = R_1 + K_2^2 R'_2; L_{1n} = L_1 - L_m^2 / L_2.$$

За наявності вказаних змінних момент двигуна визначається за допомогою рівняння

$$M = \frac{3}{2} Z_n (\psi_{2\alpha} i_{1\beta} - \psi_{2\beta} i_{1\alpha}).$$

На підставі наведених виразів на рис. 4.31 наведена структурна схема асинхронного двигуна в нерухомій системі координат в узагальнених векторах струму статора і потокозчеплення ротора.

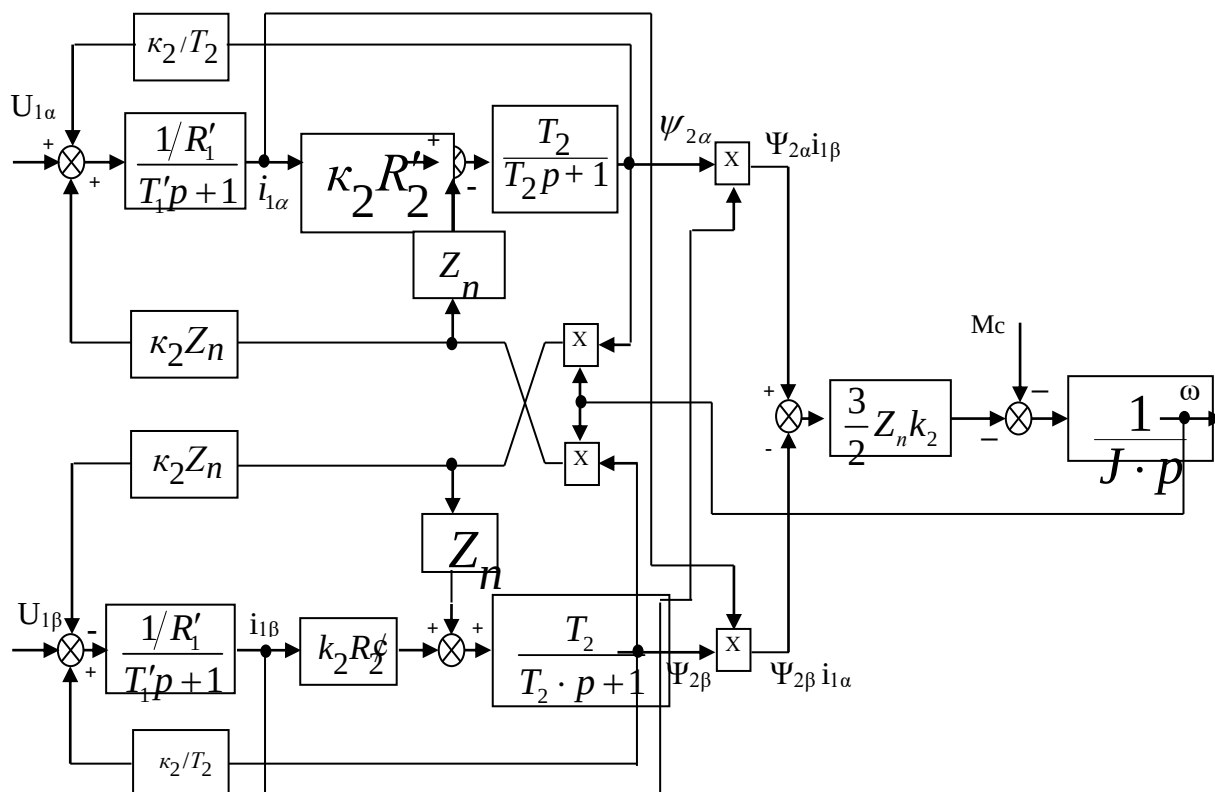


Рис. 4.31. Структурна схема асинхронного двигуна в просторових векторах струму статора і потокозчеплення ротора

Моделювання електромагнітних перехідних процесів в асинхронному двигуні за допомогою структурних схем, поданих рис. 4.28, 4.29, 4.31, дає абсолютно однакові результати. Тому для дослідження поведінки самого двигуна в динаміці як початкові змінні можна вибрати будь-яку пару результуючих векторів. При цьому початкові рівняння (4.65)...(4.68) завжди можна перетворити так, щоб залишилися тільки дві змінні. Вибір тієї або іншої моделі при дослідженні динамічних властивостей власне двигуна залежить від вирішуваної задачі та зручності розрахунків параметрів моделі. Зазначимо, що для побудови асинхронного електроприводу і синтезу САК вибір системи координат і регульованих змінних має першорядне значення. Причому, як правило, приводи з асинхронними двигунами синтезуються в системі обертових координат. Вирішальне значення при цьому має також і вибір пари узагальнених векторів для побудови системи керування.

4.11. Математична модель асинхронного двигуна в системі обертових координат

В обертовій з синхронною швидкістю системі координат x, y дійсна вісь x може бути орієнтована по одному з основних векторів: $\bar{U}_1, \bar{I}_1, \bar{I}_2, \bar{\psi}_1, \bar{\psi}_2$, а вісь y випереджає вісь x на 90° . Оскільки в усталеному режимі просторові вектори взаємно нерухомі (при синусоїдальній напрузі живлення), то система координат, орієнтована по одному з вказаних векторів, придатна для синтезу регуляторів та оптимізації приводу.

Додаткові переваги, з погляду простоти уявлення асинхронного двигуна як об'єкту регулювання й синтезу регуляторів, одержуються в синхронно обертовій системі координат, вісь x якої орієнтована по потокозчепленню ротора. Це зумовлено тим, що при будь-якій іншій орієнтації системи координат потокозчеплення ротора визначається як сума проекцій векторів струмів статора і ротора на напрям вектора потокозчеплення ротора. Лише у тому випадку, коли як опорний вектор вибрано потокозчеплення ротора, проекція струму ротора на цю вісь буде дорівнювати нулю. Внаслідок цього потокозчеплення ротора залежить тільки від проекції струму статора на вісь x (потокостворююча складова), а інша проекція на вісь y є при цьому моментостворюючою складовою. При записі рівнянь у системі координат x, y асинхронний двигун описується такими ж рівняннями, як і двигун постійного струму. При цьому складова струму статора i_{1x} виконує роль струму збудження. Складова i_{1y} аналогічно струму якоря взаємодіє з потокозчепленням ротора і створює електромагнітний момент. Це надає можливості роздільного керування потокозчепленням і моментом двигуна. Керування асинхронним двигуном стає таким же, як і машиною постійного струму, з тією лише різницею, що обидві регульовані змінні є проекціями i_{1x} і i_{1y} одного і того ж струму статора.

Для отримання рівнянь асинхронного двигуна в обертовій з синхронною швидкістю $\omega_1 = 2\pi \cdot f_1$ (де ω_1 кутова частота напруги живлення або швидкість ідеального холостого ходу двополусної узагальненої машини) системою координат x, y , дійсна вісь якої орієнтована по потокозчепленню ротора, використовуються початкові рівняння (4.65) – (4.68).

Згідно виразів (4.82) та (4.83) маємо:

$$\bar{\psi}_1 = \bar{I}_1 L_{1n} + K_2 \bar{\psi}_2; \quad (4.95)$$

$$\bar{I}_2 = K_2 (\bar{\psi}_2 / L_m - \bar{I}_1), \quad (4.96)$$

де $L_{1n} = L_1 - L_m^2 / L_2$ – перехідна індуктивність кола статора; $K_2 = L_m / L_2$ – коефіцієнт зв'язку обмоток ротора.

Підставляючи (4.95) у рівняння (4.65), а (4.96) – в (4.66), отримаємо після перетворення

$$\left. \begin{aligned} \bar{U}_1 &= \bar{I}_1 R'_1 (1 + pT'_1) + j\bar{I}_1 L_{1n} \omega_1 + jK_2 Z_n \omega \bar{\psi}_2 - K_2 \frac{\bar{\psi}_2}{T_2}; \\ 0 &= \frac{\bar{\psi}_2 R'_2}{L_2} - K_2 R'_2 \bar{I}_1 + p\bar{\psi}_2 + j(\omega_1 - Z_n \omega) \cdot \bar{\psi}_2, \end{aligned} \right\} \quad (4.97)$$

де $T'_1 = L_{1n} / R'_1$ – перехідна стала часу; $R'_1 = R_1 + R'_2 K_2^2$.

Розкладаючи (4.97) на дійсну і уявну складові, отримаємо з урахуванням $\psi_{2y} = 0$:

$$\left. \begin{aligned} U_{1x} &= i_{1x} R'_1 (1 + pT'_1) - i_{1y} L_{1n} \omega_1 - \frac{K_2}{T_2} \psi_{2x}, \\ U_{1y} &= i_{1y} R'_1 (1 + pT'_1) + i_{1x} L_{1n} \omega_1 + K_2 Z_n \omega \psi_{2x}, \end{aligned} \right\} \quad (4.98)$$

$$\left. \begin{aligned} \psi_{2x} (1 + pT_2) &= L_m i_{1x}; \\ \psi_{2x} \omega_2 &= i_{1y} R'_2 K_2 \quad \text{або} \quad \psi_{2x} (\omega_1 - Z_n \omega) = i_{1y} R'_2 K_2, \end{aligned} \right\} \quad (4.99)$$

де $\omega_2 = \omega_1 - Z_n \omega$ – частота струму ротора; $T_2 = L_2 / R'_2$ – стала часу кола ротора.

На основі наведених рівнянь на рис. 4.32 подана структурна схема асинхронного двигуна з синхронно обертовою системою координат, орієнтованою по вектору потокозчеплення ротора.

Структурна схема асинхронного двигуна в синхронно обертовій системі координат, орієнтованій по потокозчепленню ротора, має найменшу кількість перехресних зв'язків, простий вираз для моменту двигуна, відсутні нелінійності в прямому каналі регулювання. Головною перевагою цієї структурної схеми є те, що вона містить лише одну складову потокозчеплення. Передаточні функції регуляторів є найпростішими, хоча через наявність перехресних зв'язків не вдається їх синтезувати класичним способом.

За допомогою формул (4.74) і (4.75) перетворення змінних реальні напруги двополусної узагальненої машини $u_{1\alpha} = U_{\varphi \max} \cos \omega_1 t$, $u_{1\beta} = U_{\varphi \max} \sin \omega_1 t$ перетворюються у відповідні їм напруги u_{1x} і u_{1y} в системі координат, що синхронно обертається $\omega_k = \omega_1$:

$$U_{1x} = U_{\varphi \max} \cos^2 \omega_1 t + U_{\varphi \max} \sin \omega_1 t = U_{\varphi \max},$$

$$U_{1y} = -U_{\varphi \max} \cos \omega_1 t \cdot \sin \omega_1 t + U_{\varphi \max} \sin \omega_1 t \cdot \cos \omega_1 t = 0.$$

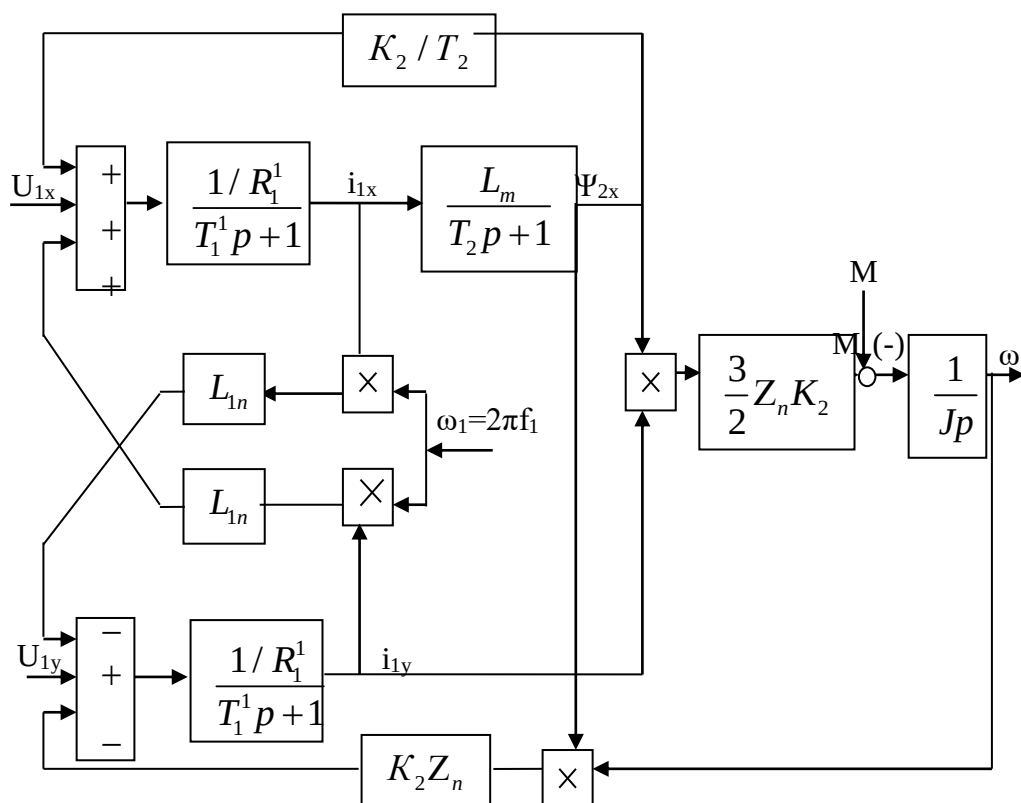


Рис. 4.32. Структурна схема асинхронного двигуна в синхронно обертовій системі координат, орієнтованій по вектору потокозчеплення ротора

Отже, в обертових та орієнтованих по вектору потокозчеплення ротора осях x, y реальні напруги, що прикладені до обмоток статора, перетворюються в постійну напругу $U_{1x} = U_{\phi, \max}$, прикладену лише до обмотки по осі x . До обмотки, розташованої по осі y , прикладена напруга дорівнює нулю. Це пояснюється тим, що обертове магнітне поле в обертовій системі координат може створюватися постійним струмом.

На основі (4.99) маємо $i_{1y} R_2' K_2 = \psi_{2x} \omega_2 = \psi_{2x} (\omega_1 - Z_n \omega)$, звідки

$$\omega_1 = Z_n \omega + I_{1y} k_2 R_2' / \psi_{2x}. \quad (4.100)$$

З урахуванням виразів (4.99) і (4.100) на рис. 4.33 подана структурна схема асинхронного двигуна при живленні від перетворювача частоти з властивостями джерела струму (наприклад, перетворювач з ШІМ і релейними регуляторами струму).

У наведеній структурній схемі відсутні перехресні зв'язки, тому синтез регуляторів можна проводити класичним методом. Причому є лише два канали, один з яких визначає магнітний потік, а інший – момент двигуна, що дозволяє реалізувати незалежне регулювання цих параметрів для побудови швидкодіючих систем. Вихідна частота інвертора визначається за допомогою виразу (4.100). Єдиним параметром, що залежить від режиму роботи, є опір ротора, який змінюється в широких межах через зміну температури.

Застосування перетворювача частоти з ШІМ і релейних регуляторів фазних струмів дозволяє на базі наведеної структури реалізувати системи регулювання зі “струмовим коридором”. Оскільки при цьому струм статора є сигналом завдання, то керування асинхронним двигуном значно спрощується.

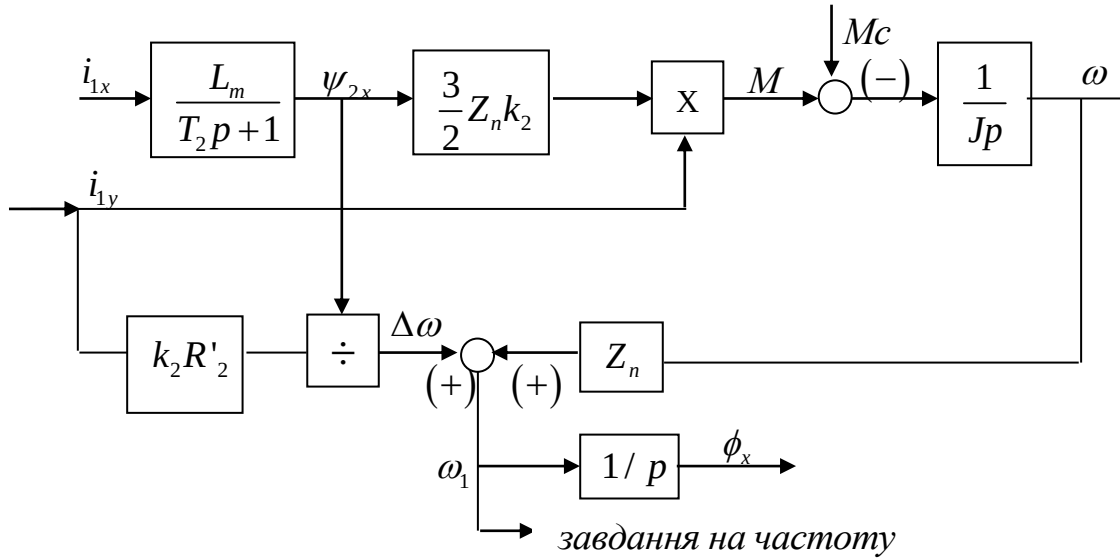


Рис. 4.33. Структурна схема асинхронного двигуна при живленні від перетворювача частоти з властивостями джерела струму (ϕ_x – кут між нерухомою та обертовою системою координат)

Можна показати, що структурні схеми частотно-струмового регулювання АД в обертовій системі координат, орієнтованій по векторах потокозчеплення статора $\bar{\psi}_1$ й основного магнітного потоку $\bar{\psi}_0$ є значно складніше, чим розглянута вище. Це обумовлене наявністю блоків розподілу, множення й додаткових перехресних зв'язків.

Розглянемо, наприклад, вивід рівнянь при орієнтації координатній системі по вектору потокозчеплення статора $\bar{\psi}_1$.

Підставляючи в друге рівняння (4.81)

$$\bar{I}_2 = \frac{\psi_1}{L_m} - \frac{I_1}{k_1}; \quad \bar{\psi}_2 = \frac{\psi_1}{k_2} - \frac{L_{1n}}{k_2} I_1$$

отримані відповідно згідно (4.82) і (4.83), маємо

$$0 = \bar{\psi}_1 \left(\frac{R'_2}{L_m} + \frac{1}{k_2} p \right) - \bar{I}_1 \left(\frac{R'_2}{k_1} + \frac{L_{1n}}{k_2} p \right) + j \frac{\bar{\psi}_1}{k_2} (\omega_1 - Z_n \omega) - j (\omega_1 - Z_n \omega) \frac{L_{1n}}{k_2} \bar{I}_1 \quad (4.101)$$

Розкладаючи (4.101) на дійсну й уявну складові з обліком $\bar{\psi}_1 = \psi_{1x}$;

$\bar{I}_1 = I_{1x} + jI_{1y}$, одержимо:

$$0 = \psi_{1x} \left(\frac{R_2}{Lm} + \frac{1}{k_2} p \right) - I_{1x} \left(\frac{R_2}{k_1} + \frac{L_{1n}}{k_2} p \right) + \frac{L_{1n}}{k_2} I_{1y} (\omega_1 - Z_n \omega);$$

$$0 = \frac{\psi_{1x}}{k_2} (\omega_1 - Z_n \omega) - I_{1y} \left(\frac{R_2}{k_1} + \frac{L_{1n}}{k_2} p \right) - \frac{L_{1n}}{k_2} I_{1x} (\omega_1 - Z_n \omega), \quad (4.102)$$

На підставі наведених виражень:

$$\psi_{1x} = \frac{I_{1x} (L_1 + L_{1n} T_2 p) - L_{1n} T_2 I_{1y} (\omega_1 - Z_n \omega)}{T_2 p + 1}; \quad (4.103)$$

$$(\omega_1 - Z_n \omega) = \frac{I_{1y} (L_1 + L_{1n} T_2 p)}{T_2 (\psi_{1x} - L_{1n} I_{1x})}, \quad (4.104)$$

де $T_2 = L_2 / R_2$; $L_{1n} = L_{1\sigma} + k_2 L_{2\sigma}$; $k_1 = L_m / L_1$; $k_2 = L_m / L_2$.

На підставі (4.103) і (4.104) на рис. 4.34 наведена структурна схема частотно-струмового регулювання швидкості АД в системі координат, орієнтованій по вектору потокозчеплення статора $\bar{\psi}_1$, яка значно складніше структурної схеми рис. 4.33.

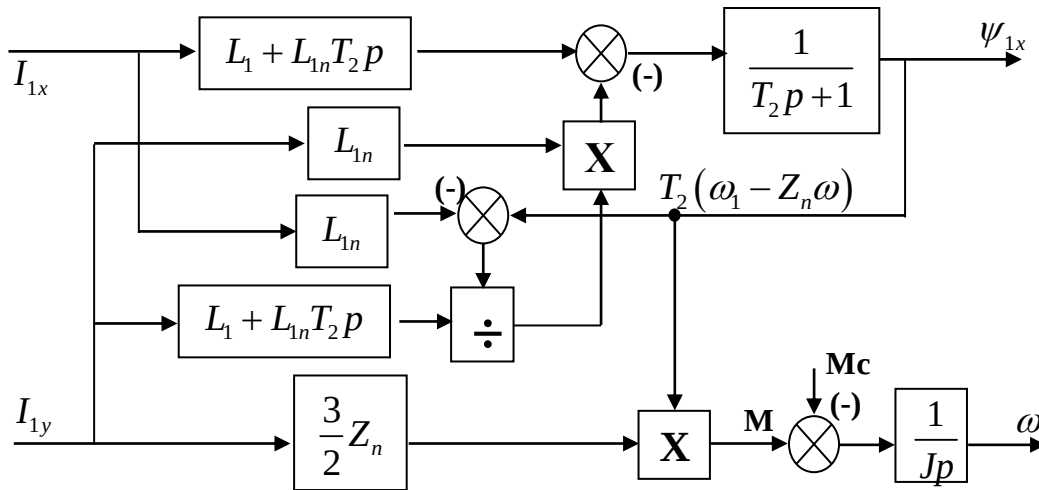


Рис. 4.34. Структурна схема АД в системі координат, орієнтованій по вектору потокозчеплення статора $\bar{\psi}_1$.

4.12. Характеристики замкнутого асинхронного електроприводу в усталеному режимі

Електромагнітні процеси замкнутого електроприводу, які характеризують його енергетичні показники в усталеному режимі, можуть бути досліджені без урахування високочастотних пульсацій струму статора за допомогою початкової системи рівнянь (4.65...4.68). Очевидно, що характер зміни електромагнітних параметрів залежить від закону керування асинхронним двигуном. Розрахунок характеристик асинхронного електроприводу для найпоширенішого закону керування з підтримкою сталості потокозчеплення ротора зручно проводити в обертовій системі координат, оскільки в цьому випадку для усталеного режиму всі змінні є сталими (для інших систем координат всі змінні є гармонійними функціями часу), а їх похідні дорівнюють нулю.

Математичний опис асинхронного приводу в усталеному режимі знаходять з наведених раніше рівнянь (4.98 – 4.99), в яких необхідно прийняти:

$$i_{1x} = I_{1x} = \text{const}; i_{1y} = I_{1y} = \text{const}; \psi_{2x} = \text{const}; \psi_{2y} = 0; u_{1x} = U_{1x} = \text{const}; u_{1y} = U_{1y} = \text{const}.$$

При цьому отримаємо:

$$\begin{aligned} U_{1x} &= I_{1x} R'_1 - I_{1y} L_{1n} \omega_1 - \frac{k_2}{T_2} \psi_{2x}; \\ U_{1y} &= I_{1y} R'_1 + I_{1x} L_{1n} \omega_1 + k_2 Z_n \omega \psi_{2x}; \\ \psi_{2x} &= L_m I_{1x}; \\ \psi_{2x} &= \frac{I_{1y} R'_2 k_2}{(\omega_1 - Z_n \omega)}. \end{aligned} \quad (4.105)$$

Згідно з (4.95) проекції потокозчеплення статора визначаються як:

$$\left. \begin{aligned} \psi_{1x} &= I_{1x} L_{1n} + k_2 \psi_{2x}, \\ \psi_{1y} &= I_{1y} L_{1n} \end{aligned} \right\}, \quad (4.106)$$

де $L_{1n} = L_1 - L_m^2 / L_2$ – перехідна індуктивність; $R'_1 = R_1 + k_2^2 R'_2$; $k_2 = L_m / L_2$.

З двох останніх виразів (4.105) маємо:

$$I_{1x} = \frac{\psi_{2x}}{L_m}; I_{1y} = \frac{\psi_{2x}(\omega_1 - Z_n \omega)}{R'_2 k_2} = \frac{\omega_2 \psi_{2x}}{R'_2 k_2}. \quad (4.107)$$

Із сумісного рішення (4.106) і (4.107) знаходимо:

$$\left. \begin{aligned} \psi_{1x} &= \psi_{2x} \left(k_2 + \frac{L_{1n}}{L_m} \right); \\ \psi_{1y} &= \frac{\psi_{2x} L_{1n} \omega_2}{R'_2 k_2}, \end{aligned} \right\} \quad (4.108)$$

де ω_2 – кутова частота струму ротора.

Проекції напруги статора знаходяться з перших двох рівнянь системи (4.105) і (4.107). Без урахування активного опору обмотки статора маємо:

$$\left. \begin{aligned} U_{1x} &\approx -\frac{\psi_{2x} \omega_1 \omega_2 L_{1n}}{R'_2 k_2} - \frac{k_2}{T_2} \psi_{2x}; \\ U_{1y} &\approx k_2 \psi_{2x} \left(\frac{L_{1n}}{L_m k_2} \omega_1 + Z_n \omega \right). \end{aligned} \right\} \quad (4.109)$$

Амплітудне значення напруги статора $U_{\phi \max} = \sqrt{U_{1x}^2 + U_{1y}^2}$.

Амплітудне значення струму статора $I_{1\max} = \sqrt{I_{1x}^2 + I_{1y}^2}$.

Використовуючи наведені вирази, можна розрахувати основні показники регулювання при $\psi_2 = \text{const}$ у функції абсолютного ковзання ω_2 (частоти струму ротора) і частоти напруги живлення, що характеризується ω_1 , при різних значеннях ψ_2 .

Аналогічні вирази можна отримати й для інших законів частотного керування асинхронним двигуном, наприклад $\psi_1 = \text{const}$.

Приклад 4.9. Для асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором типу 4А100Л4У3 ($P_n = 4,0$ кВт, $n_0 = 1500$ об/хв, $\eta_n = 0,84$, $\cos \varphi_n = 0,84$, $S_n = 0,046$, $S_{kp} = 0,315$). Параметри схеми заміщення у відносних одиницях: $x_0^* = 2,4$, $R_1^* = 0,067$, $x_1^* = 0,076$, $R_2^* = 0,053$, $x_2^* = 0,14$. Необхідно:

– визначити складові струму, напруги, потокозчеплення статора і $\cos \varphi$ в системі координат, що синхронно обертається, при $f_1 = 50$ Гц і номінальному ковзанні;

– побудувати векторну діаграму в осях x , y . Прийняти $\psi_{2x\max} = 0,9$ Вб.

Р о з в ' я з а н н я. Номінальний фазний струм статора

$$I_{1n} = \frac{P_n}{3U_{\phi n} \cos \varphi_n \eta_n} = \frac{4000}{3 \cdot 220 \cdot 0,84 \cdot 0,84} = 8,58 \text{ А.}$$

Базовий опір

$$R_\sigma = \frac{U_{n,\varphi}}{I_{1n}} = \frac{220}{8,58} = 25,64 \text{ Ом.}$$

Індуктивний опір та індуктивність контуру намагнічування

$$\begin{aligned} x_0 &= x_0^* R_\sigma = 2,4 \cdot 25,64 = 61,53 \text{ Ом;} \\ L_0 &= x_0 / 2\pi f_1 = 61,53 / 314 = 0,082 \text{ Гн.} \end{aligned}$$

Індуктивний опір та індуктивність розсіювання обмотки статора

$$\begin{aligned} x_1 &= x_1^* R_\sigma = 0,076 \cdot 25,64 = 1,95 \text{ Ом;} \\ L_{1\sigma} &= x_1 / 2\pi f_1 = 1,95 / 314 = 0,006 \text{ Гн.} \end{aligned}$$

Індуктивний опір та індуктивність розсіювання обмотки ротора

$$x_2 = x_2'^* R_6 = 0,14 \cdot 25,64 = 3,59 \text{ Ом};$$

$$L_{2\sigma} = x_2' / 2\pi f_1 = 3,59 / 314 = 0,011 \text{ Гн.}$$

Результуюча індуктивність обмотки статора і ротора узагальненої машини в результаті дії трьох фаз

$$L_1 = \frac{3}{2} L_0 + L_{1\sigma} = \frac{3}{2} \cdot 0,082 + 0,006 = 0,129 \text{ Гн};$$

$$L_2 = \frac{3}{2} L_0 + L_{2\sigma} = \frac{3}{2} \cdot 0,082 + 0,011 = 0,134 \text{ Гн.}$$

Перехідна індуктивність двигуна з боку обмотки статора

$$L_{1n} = L_1 - L_m^2 / L_2 = 0,129 - 0,123^2 / 0,134 = 0,016 \text{ Гн},$$

де $L_m = \frac{3}{2} L_0 = 1,5 \cdot 0,082 = 0,123 \text{ Гн}$ – взаємна індуктивність статора й ротора з урахуванням дії трьох фаз.

Коефіцієнт зв'язку обмоток ротора

$$K_2 = L_m / L_2 = 0,123 / 0,134 = 0,918.$$

Потокозчеплення обмотки статора по осях x і y згідно (4.108):

$$\psi_{1x} = \psi_{2x} (K_2 + L_{1n} / L_m) = 0,9 \cdot (0,918 + 0,016 / 0,123) = 0,943 \text{ Вб};$$

$$\psi_{1y} = \psi_{2x} L_{1n} \omega_2 / R_2' K_2 = 0,9 \cdot 0,016 \cdot 14,5 / 1,36 \cdot 0,918 = 0,167 \text{ Вб},$$

$$\text{де } \omega_2 = \omega_1 \cdot S_n = 2\pi f_1 \cdot S_n = 314 \cdot 0,046 = 14,5 \text{ 1/с.}$$

Складові струму статора в осях x , y згідно (4.107)

$$I_{1x} = \psi_{2x} / L_m = 0,9 / 0,129 = 6,97 \text{ А};$$

$$I_{1y} = \psi_{2x} \omega_2 / R_2' K_2 = 0,9 \cdot 14,5 / 1,36 \cdot 0,918 = 10,44 \text{ А.}$$

Амплітудне значення струму статора

$$I_{1\max} = \sqrt{I_{1x}^2 + I_{1y}^2} = \sqrt{6,97^2 + 10,44^2} = 12,5 \text{ А.}$$

Діюче значення фазного струму статора

$$I_1 = I_{1\max} / \sqrt{2} = 12,5 / \sqrt{2} = 8,85 \text{ A.}$$

Проекції напруги статора на осі x , y на основі (4.109):

$$U_{1x} = -\frac{\psi_{2x}\omega_1\omega_2 L_{1n}}{R'_2 K_2} - \frac{K_2}{T_2} \psi_{2x} = -\frac{0,9 \cdot 314 \cdot 14,5 \cdot 0,016}{1,36 \cdot 0,918} - \frac{0,918}{0,099} 0,9 = -60,9 \text{ В};$$

$$U_{1y} = \psi_{2x} k_2 \left(\frac{L_{1n}}{L_m k_2} \omega_1 + Z_n \omega \right) = 0,9 \cdot 0,918 \left(\frac{0,016}{0,123} 314 + 2 \cdot 149,8 \right) = 281,28 \text{ В},$$

де $T_2 = L_2 / R'_2 = 0,134 / 1,36 = 0,099 \text{ с.}$

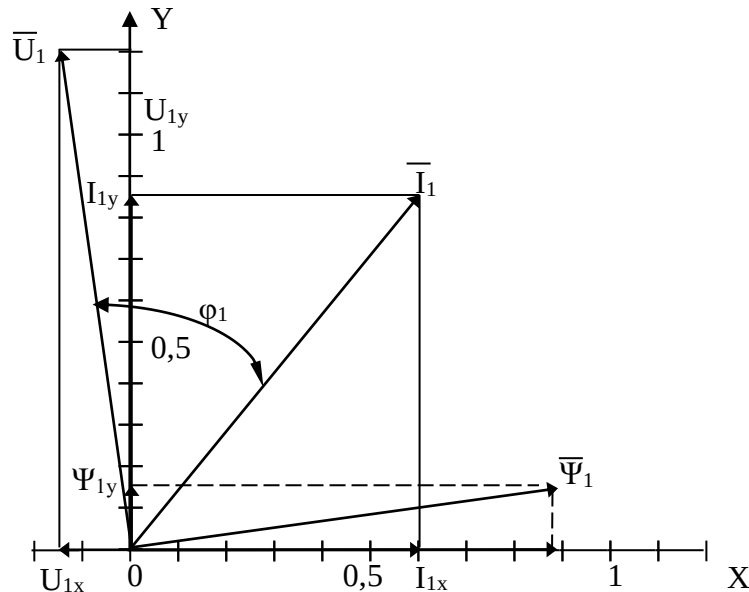


Рис. 4.35. Векторна діаграма асинхронного двигуна до прикладу 4.9 в координатних осях x , y , що синхронно обертаються

Амплітудне значення фазної напруги

$$U_{\phi.\max} = \sqrt{U_{1x}^2 + U_{1y}^2} = \sqrt{60,9^2 + 281,28^2} = 287,78 \text{ В.}$$

Діюче значення фазної напруги

$$U_{\phi} = U_{\phi.\max} / \sqrt{2} = 287,78 / \sqrt{2} = 204,1 \text{ В.}$$

Момент, що розвивається двигуном

$$M = \frac{3}{2} Z_n K_2 \psi_{2x} I_{1y} = \frac{3}{2} \cdot 2 \cdot 0,918 \cdot 0,9 \cdot 10,44 = 25,88 \text{ Н}\cdot\text{м}.$$

Номинальне паспортне значення моменту двигуна

$$M_n = 9550 \frac{P_n}{\eta_n} = 9550 \frac{4}{1431} = 26,7 \text{ Н}\cdot\text{м}.$$

За отриманими розрахунковими значеннями на рис. 4.35 побудована векторна діаграма у відносних одиницях, де як базові величини прийнято: базова напруга $U_\phi = U_{\phi \max}$; базовий струм $I_\phi = I_{1\max}$; базовий магнітний потік $\Phi_\phi = 1.0$.

Контрольні запитання

1. Що таке ковзання асинхронного двигуна і як воно пов'язано з швидкістю ротора?
2. Наведіть Г-подібну схему заміщення асинхронного двигуна і поясніть, за яких допущень вона отримана і для яких цілей може бути використана.
3. Накресліть і проаналізуйте характерні точки електромеханічних характеристик асинхронного двигуна.
4. Запишіть вихідні рівняння для виводу рівняння механічної характеристики асинхронного двигуна.
5. Поясніть, чому механічна характеристика асинхронного двигуна має максимум моменту?
6. Від яких параметрів залежить критичне ковзання та критичний момент асинхронного двигуна?
7. Наведіть вирази для електромагнітної потужності асинхронного двигуна через електричні та механічні величини.
8. Яка залежність між моментом двигуна і підведеною до нього напругою?
9. Який вплив мають різні параметри двигуна на критичний момент?
10. Напишіть спрощений вираз для критичного ковзання та обґрунтуйте прийняті допущення.
11. Як пояснити зменшення моменту двигуна при ковзаннях, більших за критичні?
12. Як за даними каталогу визначається критичне ковзання?
13. Що спільного є у характеристиках асинхронного двигуна при різних додаткових опорах?
14. Як пояснити збільшення пускового моменту асинхронного двигуна при вмиканні додаткового опору?
15. Як за даними каталогу будується механічна характеристика асинхронного двигуна?

16. Накресліть механічні характеристики асинхронного двигуна при різних додаткових опорах.
17. Накресліть і прокоментуйте природну механічну характеристику асинхронного двигуна.
18. Назвіть можливі гальмівні режими асинхронного двигуна.
19. Під дією яких факторів асинхронний двигун може перейти в режим рекуперативного гальмування?
20. Особливості механічних характеристик асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором при великих значеннях ковзання.
21. Яким чином можна апроксимувати лінійну ділянку механічної характеристики асинхронного двигуна?
22. Накресліть механічні характеристики асинхронного двигуна при різних напругах живлення.
23. Наведіть характерні особливості пускових властивостей асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором.
24. Як будуються природна та штучні механічні характеристики асинхронного двигуна?
25. У яких практичних випадках можна використовувати режим рекуперативного гальмування при живленні асинхронного двигуна від мережі?
26. Як реалізується гальмування противмиканням асинхронного двигуна?
27. Накресліть механічні характеристики асинхронного двигуна в режимі спуску вантажу та проаналізуйте їх.
28. Накресліть векторні діаграми асинхронного двигуна:
 - а) режим ідеального холостого ходу;
 - б) рушійний режим;
 - в) режим рекуперативного гальмування.
29. Яким чином асинхронний двигун переводиться в режим динамічного гальмування?
30. Поясніть суть виникнення гальмівного моменту в режимі динамічного гальмування асинхронного двигуна.
31. Перелічіть основні схеми вмикання обмоток статора на постійну напругу при динамічному гальмуванні.
32. Накресліть механічні характеристики асинхронного двигуна в режимі динамічного гальмування при різних значеннях постійного струму в обмотках статора та додаткових опорів у колі ротора.
33. Поясніть вплив насичення магнітного кола на вид механічної характеристики в режимі динамічного гальмування.
34. Проаналізуйте вплив кутової швидкості двигуна на стан магнітного кола асинхронного двигуна при динамічному гальмуванні.
35. Накресліть схему узагальненої машини в обертовій системі координат x - y .

5. ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНІ ВЛАСТИВОСТІ СИНХРОННИХ ДВИГУНІВ

5.1. Характеристики синхронного двигуна

Основною властивістю синхронного двигуна є те, що при постійній частоті живильної напруги f_1 його кутова швидкість не залежить від статичного навантаження, є строго постійною та дорівнює $\omega_0 = 2\pi f_1 / p$, де p – кількість пар полюсів.

Механічна характеристика $\omega = f(M)$ синхронного двигуна в межах від холостого ходу до випадання з синхронізму є абсолютно жорсткою і являє собою горизонтальну пряму лінію, паралельну осі моментів.

Для аналізу режимів роботи приводу із синхронними двигунами крім механічних характеристик велике значення мають так звані кутові характеристики $M = f(\theta)$, що є залежністю моменту двигуна від кута навантаження θ (кут зсуву векторів напруги статора U_1 щодо вектора ЕРС E , індукованої в обмотці статора магнітним потоком ротора). Обертальний момент синхронного двигуна виникає лише при $\theta \neq 0$.

У режимі ідеального холостого ходу $\theta = 0$ і, отже, момент, що розвивається двигуном, дорівнює нулю. У випадку прикладання навантаження виникає зсув між осями обертального магнітного поля, створеного обмотками статора, і полем ротора, створеного обмоткою збудження. Виникаючий при цьому момент врівноважує момент статичного навантаження, забезпечуючи обертання двигуна з постійною швидкістю.

При пульсуючому навантаженні та у динамічних режимах відбуваються коливання швидкості відносно постійного середнього значення.

Момент, що розвивається двигуном, має кінцеве максимальне значення. Тому при прикладанні статичного моменту, що перевищує максимальний, синхронний двигун випадає із синхронізму і працює як асинхронний двигун із короткозамкнутим ротором.

Момент синхронного двигуна може бути визначений за допомогою спрощеної векторної діаграми напруг, наведеної на рис. 5.1.

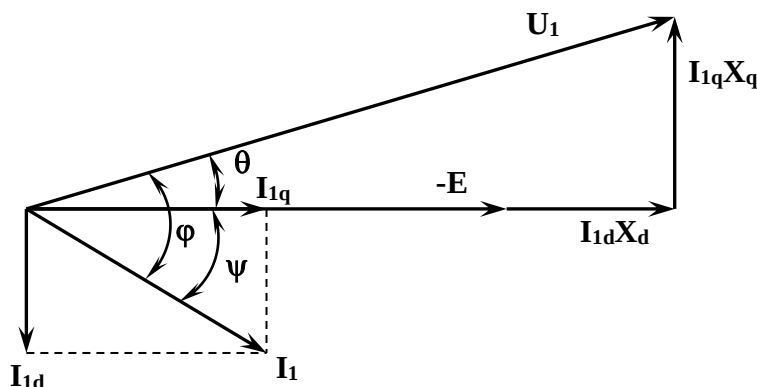


Рис. 5.1. Спрощена векторна діаграма синхронного двигуна

Наведена векторна діаграма не враховує активного спаду напруги в обмотках статора. Це припущення спрощує висновок і аналіз рівнянь потужності та моменту двигуна і не вносить значної похибки.

При прийнятому припущенні електромагнітна потужність дорівнює потужності, що споживається з мережі, тобто

$$P_{EM} \approx m_1 U_1 I_1 \cos \phi. \quad (5.1)$$

З векторної діаграми (рис. 5.1) маємо:

$$U_1 \cos \theta = E + I_{1d} X_d; U_1 \sin \theta = I_{1q} X_q; \phi = \psi + \theta; \quad (5.2)$$

де U_1 – фазна напруга мережі; E – наведена полем ротора ЕРС в обмотках статора (ЕРС обертання); X_d , X_q – синхронний індуктивний опір по поздовжній (d) і поперечній (q) осях; θ – кут навантаження; ϕ – кут зсуву фаз між струмом статора I_1 та напругою мережі U_1 .

Наближені значення параметрів синхронних двигунів у відносних одиницях: $X_d = 0,6 \dots 1,45$ (середнє значення 1,15); $X_q = 0,4 \dots 1,0$ (середнє значення 0,75).

Зі спільного рішення (5.1) та (5.2) маємо:

$$P_{EM} = m \cdot U_1 \cdot [I_1 \cos \psi \cos \theta - I_1 \sin \psi \sin \theta] = m \cdot U_1 \cdot [I_{1q} \cos \theta - I_{1d} \sin \theta], \quad (5.3)$$

де I_{1d} , I_{1q} – складові струму статора по поздовжній і поперечній осях.

Підставляючи в це рівняння значення I_{1d} і I_{1q} з (5.2), одержимо після перетворення

$$P_{EM} = m \left[\frac{U_1 E \sin \theta}{X_d} + \frac{U_1^2 \sin 2\theta}{2} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \right]. \quad (5.4)$$

Звідки електромагнітний момент двигуна

$$M = \frac{P_{EM}}{\omega_0} = \frac{m}{\omega_0} \left[\frac{U_1 E \sin \theta}{X_d} + \frac{U_1^2 \sin 2\theta}{2} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \right]. \quad (5.5)$$

Як впливає з наведеного виразу, електромагнітний момент складається з двох складових:

– синхронного моменту $M_{син}$, пропорційного індукованій ЕРС E і $\sin \theta$;

– реактивного моменту M_p , що виникає в двигуні без збудження через наявність явнополюсної системи, що звичайно не перевищує 30% синхронного моменту.

У двигунах з неявнополюсною системою $X_d = X_q$ і реактивний момент дорівнює нулю.

Синхронний момент зростає зі збільшенням кута навантаження θ та досягає максимуму при $\theta = 90^\circ$. При подальшому збільшенні θ момент двигуна зменшується.

Звичайно, з урахуванням можливих поштовхів навантаження кут навантаження θ для номінального режиму роботи $\theta_{ном} = 20...30^\circ$, при якому перевантажувальна здатність двигуна

$$\lambda = \sin 90 / \sin \theta_{ном} \approx 2...3.$$

У зв'язку з тим, що синхронний момент пропорційний напрузі мережі та ЕРС, що індукуються основним потоком, перевантажувальна здатність двигуна може бути підвищена у моменти піків навантаження шляхом збільшення струму збудження.

Залежність електромагнітного моменту та його складових від кута навантаження θ показано на рис. 5.2, з якого видно, що у двигунів з явнополюсною системою максимальне значення електромагнітного моменту має місце при $\theta < 90^\circ$ завдяки впливу реактивного моменту.

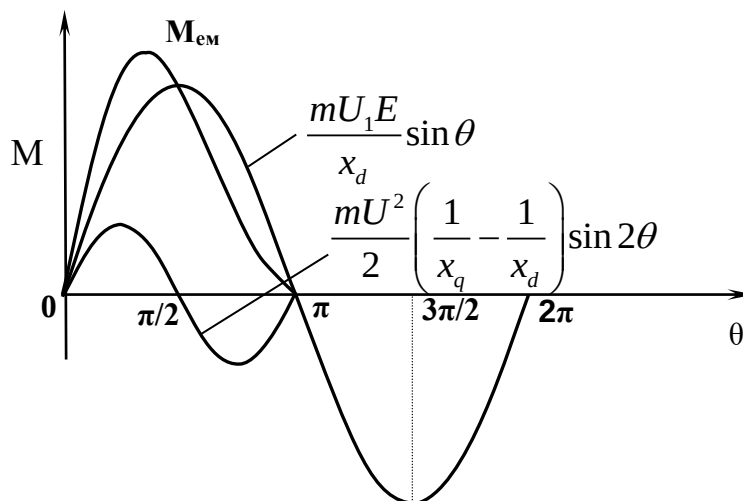


Рис. 5.2. Залежність електромагнітного моменту M синхронного двигуна та його складових від кута θ

Синхронний двигун розвиває обертальний момент тільки за умови, що ротор обертається синхронно з магнітним полем. У нерухомому стані обертальний момент відсутній. Для забезпечення можливості пуску ротор забезпечується пусковою короткозамкненою обмоткою. Стрижні цієї обмотки укладаються в пазах полюсних наконечників і з'єднуються короткозамкненими кільцями. Під дією пускового моменту, створюваного цією обмоткою, двигун

розганяється до передсинхронної швидкості $(0,95...0,98)\omega_0$ і в обмотку збудження подається постійний струм. Пускові властивості синхронного двигуна характеризуються: а) пусковим моментом M_n при $\omega_0 = 0$; б) вхідним M_{BX} або підсинхронним моментом, що розвивається двигуном при $\omega = 0,95\omega_0$ (ковзання $S = 0,05$). У залежності від умов роботи та призначення приводу потрібні різні співвідношення між цими моментами та різні їх величини.

На рис. 5.3 наведені пускові механічні характеристики синхронного двигуна при різних опорах пускової обмотки. Згідно з цим рисунком впливає, що зі збільшенням пускового моменту зменшується вхідний момент і навпаки. Тому при виборі синхронного двигуна для конкретного механізму необхідно узгодити пускові характеристики двигуна з характеристиками виробничого механізму.

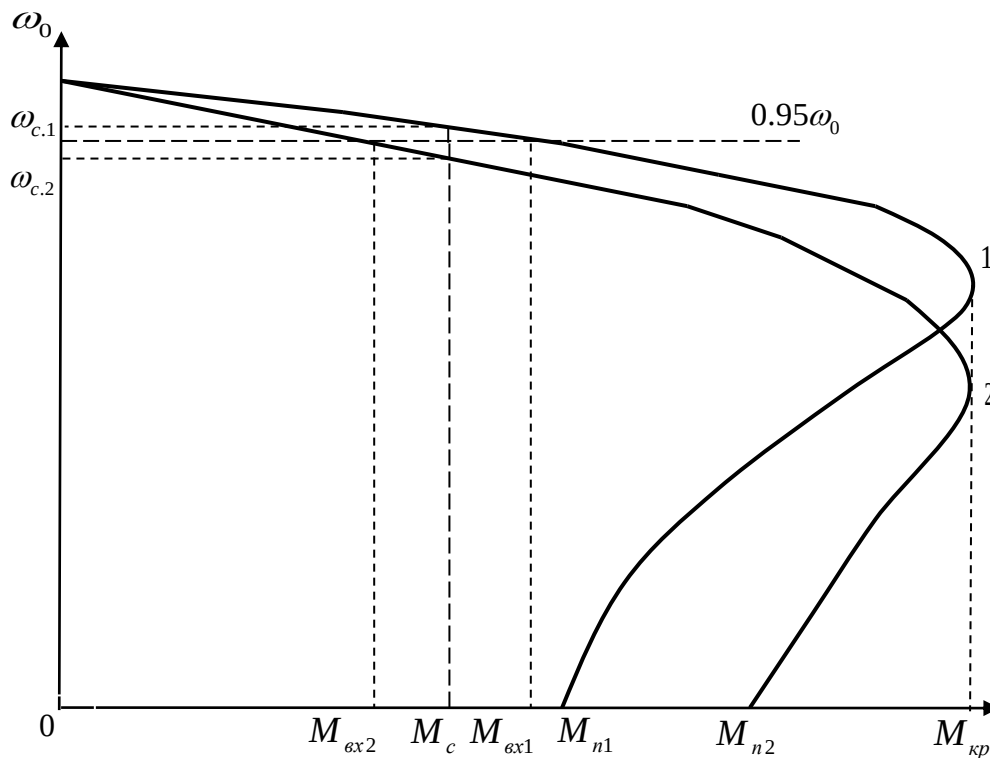


Рис. 5.3. Пускові механічні характеристики синхронного двигуна при різних значеннях активного опору пускової обмотки

У початковій стадії пуску в обмотці збудження наводиться значна ЕРС, що може викликати пробій ізоляції. Тому в процесі пуску обмотка збудження замикається, як правило, на розрядний активний опір, величина якого в 8...10 разів перевищує її власний опір.

Момент, що створює обмотка збудження, впливає на процес пуску синхронного двигуна. Обертальним полем статора в обмотці збудження наводиться ЕРС, під дією якої по замкнутій обмотці збудження протікає змінний струм, частота якого $f_2 = f_1 S$ (f_1 – частота мережі). Пульсуючий струм створює пульсуючу МРС, яка у просторі обертається разом з ротором. Відомо,

що таку МРС можна розкласти на дві складові, що обертаються відносно ротора в різні сторони, але з однаковими швидкостями. Складова МРС, що обертається в одному напрямку з основним полем (пряма складова), викликає появу додаткового обертового моменту (крива 2 рис. 5.4).

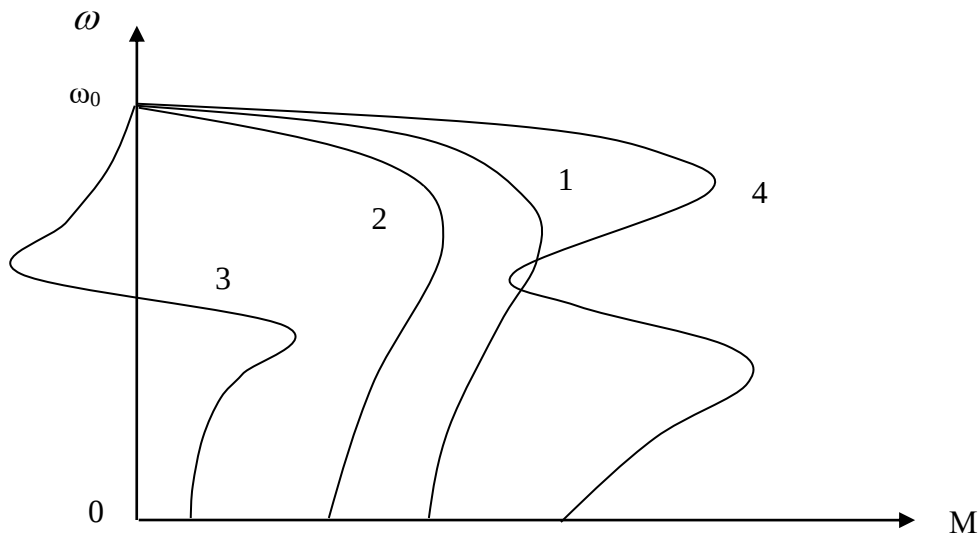


Рис. 5.4. Вплив пульсуючого моменту, що створюється обмоткою збудження на пускову характеристику двигуна

Зворотна складова МРС наводить у статорі ЕРС частотою $f_2 = f_1(1 - 2S)$. Ця ЕРС зумовлює струми в обмотках статора тієї ж частоти, що замикаються через мережу. Зворотне поле ротора, взаємодіючи з цими струмами, створює момент, характер зміни якого у функції швидкості показано на рис. 5.4 (крива 3). При цьому в результуючому пусковому моменті синхронного двигуна, (крива 4), що дорівнює сумі зазначених моментів $M = M_{\text{ПВС}} + M_{\text{ПР}} + M_3$, з'являються провали при напівсинхронній швидкості. Внаслідок цього при пуску зі значним статичним моментом двигун може застрягти на цій швидкості.

У загальному випадку при пуску двигуна виникають моменти, створені не тільки пусковою обмоткою та обмоткою збудження, а ще й від вихрових струмів у полюсних наконечниках, гістерезисний і реактивний моменти.

Відсутність стрижнів пускової обмотки в міжполюсному просторі робить цю обмотку несиметричною. Усе це сприяє появі пульсацій моменту і, отже, періодичних змін ковзання. Тому при деякій постійній середній швидкості відбуваються коливання положення ротора щодо його середнього положення. Точний облік усіх цих факторів пов'язаний з великими труднощами. Тому в практичних розрахунках користуються пусковими характеристиками, що надаються в каталогах.

Після досягнення двигуном швидкості $\omega = (0,95 \dots 0,98)\omega_0$, яку називають підсинхронною, в обмотку збудження подають постійний струм. Після декількох загасаючих коливань біля синхронної швидкості двигун втягується в синхронізм. Чим менше статичний момент, тим легше двигун входить у

синхронізм. Момент, що розвивається двигуном при підсинхронній швидкості, називається вхідним (рис. 5.3).

У випадку, коли вхідний момент менше статичного, то двигун не досягає підсинхронної швидкості і при подачі в обмотку збудження постійного струму двигун не втягується в синхронізм. Тому вхідний момент повинен бути більше статичного.

Для зупинки приводу із синхронними двигунами використовується динамічне гальмування. Для цього статор збудженої машини відмикається від мережі і замикається на опір.

Переваги синхронного двигуна в порівнянні з асинхронним: великий ККД; можливість компенсації реактивної потужності; кутова швидкість не залежить від навантаження; менша чутливість двигуна до коливань напруги мережі, тому що момент двигуна пропорційний до першого ступеня напруги живлення (момент АД є квадратичною функцією напруги мережі); можливість короткочасного збільшення перевантажувальної здатності шляхом збільшення струму в обмотці збудження; висока експлуатаційна надійність.

До недоліків синхронних двигунів можна віднести: велика вартість; малий пусковий (або вхідний) момент; необхідність наявності джерела постійного струму для живлення обмотки збудження; неможливість регулювання швидкості при постійній частоті напруги живлення (швидкість синхронного двигуна можна регулювати зміною частоти напруги живлення).

5.2. Структурна схема лінеаризованого синхронного приводу

Диференціюючи рівняння (5.4) за кутом θ , одержимо вираз синхронізуючої потужності

$$P_0 = \frac{dP_{EM}}{d\theta} = m \left[\frac{U_1 E}{X_d} \cdot \cos \theta + U_1^2 \left(\frac{1}{X_d} - \frac{1}{X_q} \right) \cos 2\theta \right]. \quad (5.6)$$

Цю величину називають також коефіцієнтом стійкості або коефіцієнтом жорсткості пружного електромагнітного зв'язку статора з ротором, тобто електромагнітна взаємодія між статором і ротором подібно механічній пружній взаємодії. Цим пояснюється підвищена здатність синхронного двигуна до коливань, для усунення яких вони забезпечуються демпферною (пусковою) короткозамкненою обмоткою.

Результуючий момент синхронної машини в динамічних режимах можна приблизно уявити у вигляді суми синхронного $M_{син}$ і асинхронного $M_{ас}$ моментів:

$$M = M_{син} + M_{ас} = C_{EM} \theta + \beta (\omega_0 - \omega), \quad (5.7)$$

де $C_{EM} = M_{НОМ} / \theta_{НОМ}$ – коефіцієнт жорсткості пружного електромагнітного зв'язку двигуна; $\beta = M_{KP} / \omega_0 S_{KP}$ – жорсткість лінійної ділянки пускової механічної характеристики асинхронного двигуна.

З огляду на те, що $\theta = \frac{1}{p}(\omega_0 - \omega)$, одержимо з (5.7) остаточне рівняння електромагнітного моменту синхронного двигуна

$$M = \left(\frac{C_{EM}}{p} + \beta \right) (\omega_0 - \omega), \quad (5.8)$$

Структурна схема електромеханічного перетворення енергії в синхронному двигуні, отримана на основі (5.8), зображена на рис. 5.5.

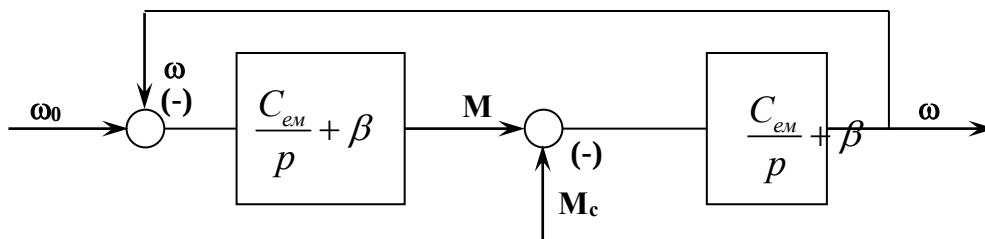


Рис. 5.5. Спрощена структурна схема узагальненої системи електроприводу із синхронним двигуном

Передаточна функція синхронного двигуна по керованому впливу ω_0 на основі рис. 5.5 має вигляд

$$W(p) = (\beta p + C_{em}) / (Jp^2 + \beta p + C_{em}). \quad (5.9)$$

Аналіз коренів характеристичного рівняння наведеної передаточної функції показує, що синхронний двигун являє собою коливальну ланку з частотою власних коливань $\psi_0 = \sqrt{C_{em} / J - \beta^2 / 4J}$ та коефіцієнтом затухання $\xi = \beta / 2J$.

Отже, при змінному моменті інерції синхронний електропривід в розімкнутій системі є коливальною ланкою зі змінною частотою власних коливань та коефіцієнтом затухань. У динамічних режимах механічна характеристика синхронного двигуна не є абсолютно жорсткою. Крім того, наявність інтегруючої ланки в передаточній функції свідчить про те, що статичний режим можливий лише тоді, коли $\omega_0 - \omega = 0$. Отже, статична характеристика є абсолютно жорсткою.

Для неявнополюсних синхронних машин вираз синхронізуючої потужності

$$P_0 = mU_1 E \cos \theta / X_d. \quad (5.10)$$

Із зіставлення (5.10) і (5.6) випливає, що явнополюсні двигуни мають більшу жорсткість електромагнітного зв'язку статора і ротора, ніж неявнополюсні. Жорсткість зв'язку ротора зі статором зворотно пропорційна подовжній синхронній реактивності. Машина з відносно великим повітряним зазором має більш жорсткий зв'язок між ротором і статором. Однак збільшення повітряного зазору призводить до збільшення розсіювання і зменшенню моменту двигуна, створюваного короткозамкненою обмоткою. Крім того, при великій жорсткості зв'язку поштовхи змінного навантаження синхронного двигуна роблять негативний вплив на мережу. Якщо ж цей зв'язок занадто м'який, то виникають великі зміни кута θ при коливаннях навантаження. Тому при конструюванні двигуна приймають компромісне рішення. Власна частота коливань синхронного приводу росте зі збільшенням збудження двигуна. Коли синхронний двигун надає руху, наприклад, кривошипному механізму (пульсуюче навантаження), то ротор двигуна піддається ще й змушеним коливанням від прикладеного навантаження. Щоб уникнути небезпечних резонансних явищ і випадання двигуна із синхронізму потрібна відмінність частот власних і змушених коливань.

Важливою перевагою синхронних двигунів є можливість регулювання споживання реактивної потужності шляхом впливу на струм збудження. Рівняння (5.2) для струму I_{1d} показує, що цей струм та його знак залежать від струму збудження, якому пропорційна E . Збільшуючи струм збудження, можна домогтися, що вектор струму I_{1d} буде збігатися з напрямом вектора напруги мережі. При цьому двигун споживає з мережі тільки активну потужність, працюючи з $\cos\phi=1$. При подальшому збільшенні струму збудження кут ϕ стає випереджаючим і двигун буде віддавати до мережі реактивну потужність, споживаючи при цьому активну для створення обертового моменту.

При незмінному струмі збудження та змінному навантаженні реактивна потужність, що віддається в мережу, також змінюється. Отже, при змінному навантаженні для повного використання компенсуючих властивостей синхронного двигуна потрібне автоматичне регулювання струму збудження.

5.3. Електромеханічні властивості синхронного двигуна

Математичний опис електромеханічного перетворення енергії в синхронному двигуні можливо одержати на основі рівнянь узагальненої машини в осях d , q , жорстко пов'язаних з ротором. Припустимо, що вісь d співпадає з подовжньою віссю обмотки збудження, а вісь q випереджає її на 90° . Поле статора обертається з кутовою швидкістю $\omega_1 = 2\pi f_1$, а координатні осі $\omega_k = Z_n \omega$, де Z_n – кількість пар полюсів; ω – кутова швидкість ротора.

У системі координат d , q рівняння електричної рівноваги за аналогією з (4.65) має вигляд:

$$\bar{U}_1 = \bar{I}_1 r_1 + \frac{d\bar{\Psi}_1}{dt} + jZ_n \omega \bar{\Psi}_1, \quad (5.11)$$

де $\bar{U}_1$, $\bar{I}_1$, $\bar{\Psi}_1$ – відповідно узагальнені вектори напруги, струму, потокозчеплення статора.

Розкладаючи (5.11) по осях d , q , одержимо:

$$U_{1d} = I_{1d} r_1 + d\psi_{1d} / dt - Z_n \omega \psi_{1q}; \quad (5.12)$$

$$U_{1q} = I_{1q} r_1 + d\psi_{1q} / dt + Z_n \omega \psi_{1d}, \quad (5.13)$$

де $\psi_{1d} = I_{1d} L_d + I_3 L_{ad}$; $\psi_{1q} = I_{1q} L_q$ – потокозчеплення відповідно по осях d та q ; $L_d = L_{ad} + L_{1\sigma}$; $L_q = L_{aq} + L_{1\sigma}$ – повна індуктивність обмотки статора по осях d та q ; L_{ad} , L_{aq} – взаємні індуктивності по осях d та q ; $L_{1\sigma}$ – індуктивність обмотки статора, зумовлена потоками розсіювання.

Для обмотки збудження рівняння напруги

$$U_3 = R_3 I_3 + d\psi_3 / dt, \quad (5.14)$$

де R_3 , I_3 , ψ_3 – опір, струм і потокозчеплення обмотки збудження.

Потокозчеплення обмотки збудження

$$\psi_3 = I_3 L_3 + I_{1d} L_{ad}, \quad (5.15)$$

де $L_3 = L_{ad} + L_{\sigma 3}$ – повна індуктивність обмотки збудження.

Зі спільного рішення наведених рівнянь маємо

$$U_{1d} = I_{1d} r_1 (1 + T'_{1d} p) + k_3 U_3 - k_3 I_3 R_3 - Z_n \omega \psi_{1q}; \quad (5.16)$$

$$U_{1q} = I_{1q} r_1 (1 + T_{1q}) + Z_n \omega \psi_{1d}; \quad (5.17)$$

$$U_3 = R_3 I_3 (1 + T_3 p) + L_{ad} p I_{1d}, \quad (5.18)$$

де $T'_{1d} = L'_d / r_1$ – стала часу обмотки статора по осі d при закороченій обмотці збудження; $L'_d = L_d - L_{ad}^2 / L_3$ – перехідна індуктивність обмотки статора по осі d ; $k_3 = L_{ad} / L_3$ – коефіцієнт зв'язку обмотки збудження; $T_{1q} = L_q / r_1$ – стала часу обмотки статора по осі q ; $T_3 = L_3 / R_3$ – стала часу обмотки збудження.

Момент синхронного двигуна в осях d , q , що обертаються зі швидкістю ротора, визначається як

$$M = \frac{3}{2} Z_n (\psi_{1d} I_{1q} - \psi_{1q} I_{1d}). \quad (5.19)$$

На основі наведених рівнянь (5.16)...(5.19) на рис. 5.6 показана структурна нелінійна схема синхронного двигуна, тому що містить перемноження змінних, де $U_{1d} = U_{1m} \sin \theta$; $U_{1q} = -U_{1m} \cos \theta$. Дослідження динамічних режимів роботи синхронного двигуна за допомогою структурної схеми рис. 5.6 можливе лише з використанням ЕОМ.

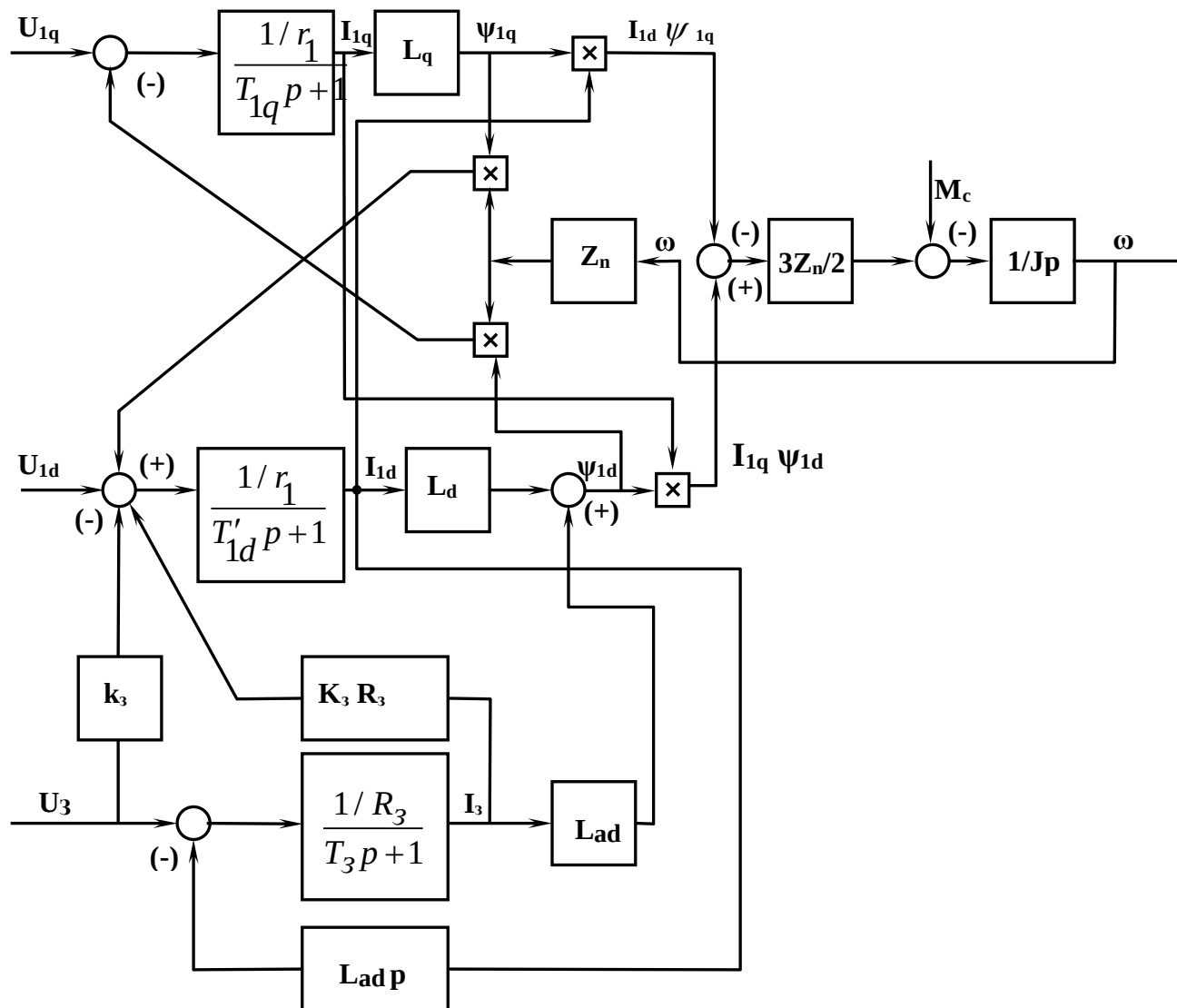


Рис. 5.6. Структурна схема електро механічного перетворення енергії в синхронному двигуні

Система керування електроприводом синтезується на основі структурної схеми рис. 5.6 з основними регульованими координатами I_{1d} , I_{1q} , Ψ_3 , Ψ_1 .

Вимоги оптимального використання габаритної потужності синхронного двигуна і встановленої потужності перетворювача частоти приводять до необхідності виконання таких умов:

– робота двигуна з номінальним потокозчепленням статора у всьому діапазоні зміни навантажень і регулювання швидкості (за винятком режиму двозонного регулювання);

– робота двигуна з коефіцієнтом потужності, рівним або близьким одиниці.

При виконанні зазначених умов вектори $\bar{\Psi}_1$ і $\bar{I}_1$ будуть взаємно перпендикулярними і задане значення моменту двигуна, визначене як

$$M = \frac{3}{2} Z_n \Psi_{ном} I_1, \quad (5.20)$$

досягається при мінімальному струмі статора. При цьому вектор повного потокозчеплення статора на векторній діаграмі синхронного двигуна (рис. 5.7) при зміні навантаження I_1 ковзає по окружності радіусом $r = \psi_1$. Віднімаючи від $\bar{\psi}_1$ вектор повного потоку реакції якоря $\bar{I}_1 L_1$, отримаємо необхідну величину потоку збудження ψ_3 по поздовжній осі. Нехтуючи активним опором статора, можна побудувати вектор $\bar{U}_1 = j\omega\psi_1$.

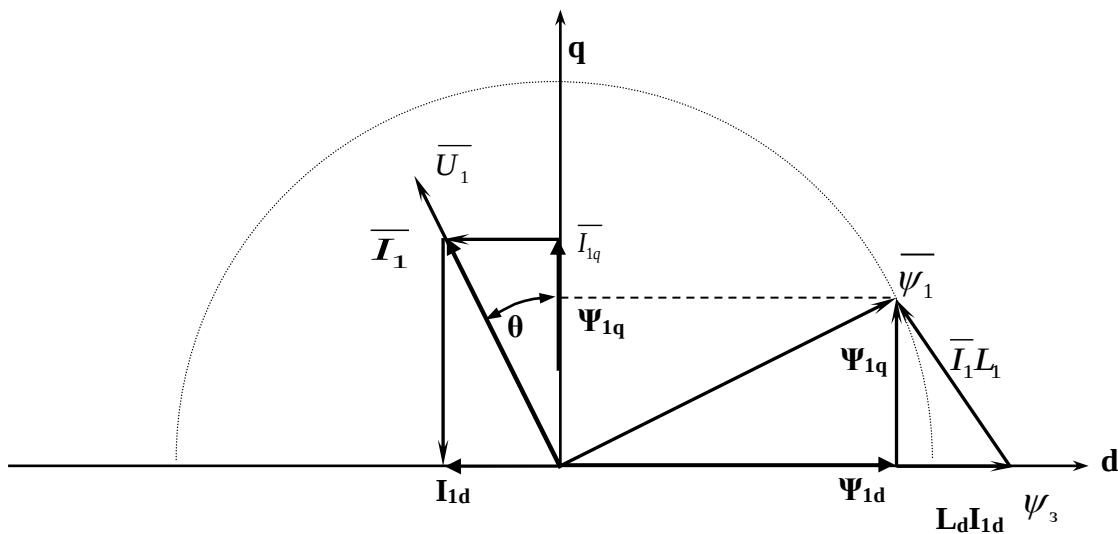


Рис. 5.7. Векторна діаграма частотно-регульованого синхронного двигуна при керуванні $\Psi_1 = \text{const}, \cos\varphi = 1$

Кут навантаження θ , як видно з векторної діаграми рис. 5.7, зі зростанням навантаження збільшується і прагне до значення $\pi/2$. Поточне значення θ знаходиться з виразу

$$\theta = \arctg(\psi_{1q}/\psi_{1d}). \quad (5.21)$$

Зазначимо, що при високих темпах зміни зовнішніх керуючих та збурюючих дій забезпечення нормованого характеру перехідного процесу вимагає граничних коефіцієнтів форсування збудження.

Для синхронних двигунів з постійними магнітами, магнітний опір яких порівнянний з опором повітряних зазорів, можна зневажити реакцією якоря. При цьому вираз для моменту двигуна можна записати як

$$M \approx \frac{3}{2} Z_n \Psi_0 I_1, \quad (5.22)$$

де Ψ_0 – потік, що створюється постійними магнітами.

На рис. 5.8 наведена векторна діаграма синхронного двигуна при зневажанні активним опором обмотки статора у випадку випереджаючого $\cos \varphi$. Із трикутника напруг цього рисунка маємо

$$U_1^2 = E^2 + (I_1 x_1)^2 - 2EI_1 x_1 \left(\cos \frac{\pi}{2} - \beta \right), \quad (5.23)$$

де β – кут випередження.

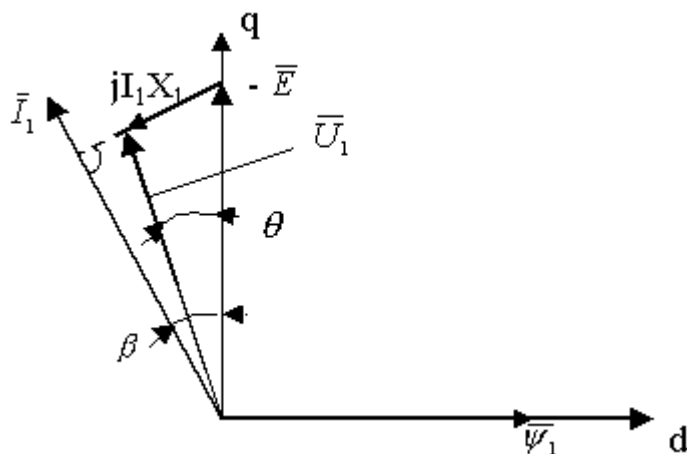


Рис. 5.8. Спрощена векторна діаграма синхронного двигуна

Після перетворення з урахуванням $E = \psi_3 \omega$ отримаємо:

$$\omega = \frac{U_1}{\sqrt{\psi_3^2 + (L_1 I_1)^2 - 2\psi_3 L_1 I_1 \sin \beta}} \quad (5.24)$$

Згідно з (5.24) регулювати швидкість синхронного двигуна в системах частотного приводу можливо трьома способами: зміною напруги, потоку збудження (для двигунів з обмоткою збудження) та кута випередження β при комутації ключів інвертора.

5.4. Синхронний електропривід на основі безпосереднього перетворювача частоти

Системи безпосередній перетворювач частоти – синхронний двигун (БПЧ СД) перспективні при розробці безредукторних тихохідних електроприводів великої потужності в металургійній, гірничорудній та хімічній промисловості.

Основними перевагами привідних СД є відсутність обмежень щодо потужності, переважувальної здатності та швидкості наростання струму, властивих прокатним двигунам постійного струму. Синхронний привід має також кращі динамічні показники через зменшений момент інерції.

Оптимальне використання габаритної потужності СД і встановленої потужності БПЧ забезпечується при виконанні умов: робота СД з номінальним потокозчепленням статора у всьому діапазоні регулювання швидкості (за винятком режиму двозонного регулювання); підтримка коефіцієнта потужності рівним або близьким до одиниці.

Алгоритм керування СД в обертовій системі координат d, q , вісь d якої орієнтована по повздожній осі ротора, можна сформулювати в допущенні, що статорні обмотки живляться від БПЧ з властивостями джерела струму. При виконанні висловлених вище вимог $\Psi_1 = \Psi_{1ном}$, $\cos\varphi = 1$ рівняння моменту має

$$\text{вигляд } M = \frac{3}{2} Z_p \Psi_{1ном} I_1.$$

У цьому випадку вектор потокозчеплення статора Ψ_1 на векторній діаграмі СД (див. рис. 5.7) при зміні навантаження ковзає по колу $r = \Psi_1$ і завжди перпендикулярний до вектора I_1 .

Із векторної діаграми рис. 5.7 з урахуванням відношення (5.22) легко отримати умови, які забезпечують оптимальне використання габаритної потужності СД:

$$I_{1d} = \frac{L_q}{\Psi_1 \sqrt{1 + \frac{M^2}{\left(\frac{3}{2} Z_p \Psi_1\right)^2} \frac{L_q^2}{\Psi_1^2}}} \times \frac{M^2}{\left(\frac{3}{2} Z_p \Psi_1\right)^2}; \quad (5.25)$$

$$I_{1q} = \frac{M}{\sqrt{1 + \frac{M^2}{\left(\frac{3}{2} Z_p \Psi_1\right)^2} \frac{L_q^2}{\Psi_1^2}}} \cdot \frac{1}{\frac{3}{2} Z_p \Psi_1}; \quad (5.26)$$

$$\psi_3 = \frac{L_1}{\sqrt{1 + \frac{M^2}{\left(\frac{3}{2} Z_p \Psi_1\right)^2} \frac{L_q^2}{\Psi_1^2}}} \left[L_3 I_{30} + \frac{L'_d L_q}{k_3 \Psi_1} \frac{M^2}{\left(\frac{3}{2} Z_p \Psi_1\right)^2} \right] \quad (5.27)$$

У наведених виразах L_d, L_q – індуктивності обмотки статора відповідно по поздовжній і поперечній осях; L_z – індуктивність обмотки збудження; I_{z0} – струм збудження двигуна в режимі холостого ходу.

При реалізації системою автоматичного регулювання цих залежностей двигун буде працювати відповідно до векторної діаграми рис. 5.7. Виконання вимоги $\cos \varphi = 1$ можливе тільки при використанні як джерела живлення двигуна безпосереднього перетворювача частоти із властивостями джерела струму (AIC).

Розглянемо роботу перетворювача частоти з АІС при живленні синхронного двигуна. Для надання інвертору властивостей джерела струму на його вході послідовно вмикається велика індуктивність. Схема є симетричною відносно мережі і навантаження (рис. 5.9). Джерелом живлення є керований випрямляч (КВ), напруга якого регулюється кутом керування α :

$$U_{d1} = U_{d1 \max} \cos \alpha . \quad (5.28)$$

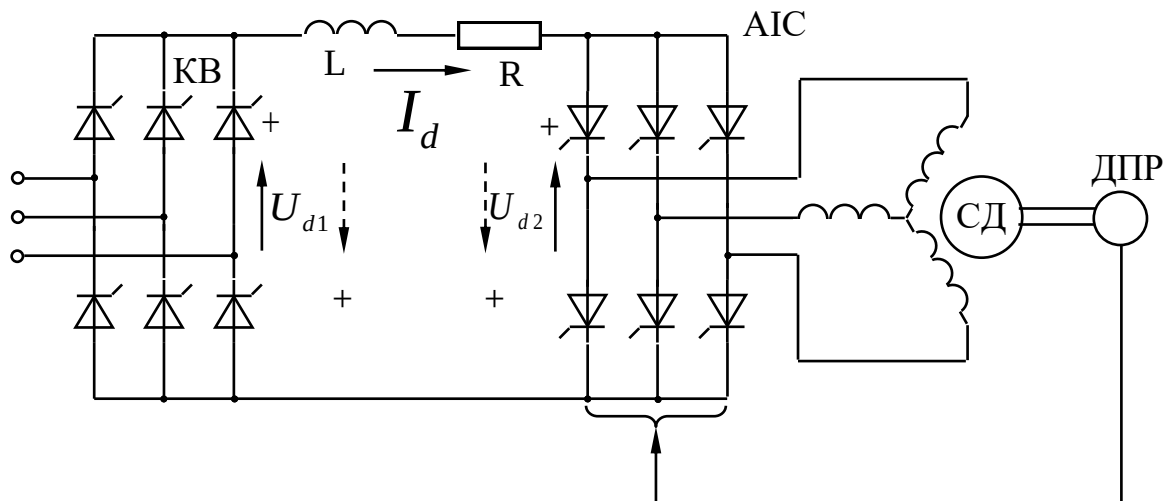


Рис. 5.9. Спрощена схема синхронного електроприводу на основі перетворювача частоти з інвертором струму

Синхронний двигун живиться від АІС, керованого кутами випередження β від датчика положення ротора. Напруга на вході інвертора U_{d2} являє собою випрямлену ЕРС, наведену в статорі синхронного двигуна:

$$U_{d2} = U_{d2 \max} \cos \beta . \quad (5.29)$$

При цьому

$$U_{d2 \max} = K_f \omega_1 \psi_1 , \quad (5.30)$$

де ω_1 та ψ_1 – відповідно кутова частота і магнітний потік статора.

Струм у колі постійного струму визначається як :

$$I_d = (U_{d1} - U_{d2}) / R, \quad (5.31)$$

де R – активний опір кола постійного струму з урахуванням процесу комутації вентилів АІС та активного опору фаз статора двигуна.

Коли $\psi_1 = \text{const}$, що звичайно забезпечується роботою системи керування, з рівнянь (5.30) і (5.31) одержимо при $Z_n = 1$ ($\omega_1 = \omega$), та $\cos \varphi = 1$

$$\omega = (U_{d1} - I_d R) / K_1 \psi_1. \quad (5.32)$$

Таким чином, електромеханічна характеристика синхронного двигуна $\omega = f(I_d)$ аналогічна характеристиці двигуна постійного струму.

Якщо нехтувати втратами в інверторі та статорі двигуна, то потужність на стороні постійного струму буде дорівнювати корисній (механічній) потужності, що віддає синхронний двигун, тобто $U_{d2} I_d = M \omega_1$. Звідси з урахуванням формул (5.29) і (5.30) :

$$M = K_2 \psi_1 I_d, \quad (5.33)$$

що відповідає аналогічній залежності для двигуна постійного струму (де $k_2 = k_1 \cos \beta$). Як видно, синхронний двигун за регульовальними властивостями аналогічний двигуну постійного струму.

У генераторному режимі роботи синхронного двигуна змінюється знак напруги U_{d2} , тому що фаза ЕРС статора змінюється на 180° , внаслідок чого АІС працює в режимі випрямляча, а керований випрямляч КВ переводиться в інверторний режим. Причому за абсолютним значенням $U_{d2} > U_{d1}$ (див. пунктирні стрілки на рис. 5.9). Знак струму I_d у цьому випадку не змінюється, однак енергія передається від двигуна в живильну мережу змінного струму, тому що кут керування випрямляча α стає більше 90° і внаслідок цього змінюється полярність напруги U_{d1} . Таким чином, синхронний двигун при живленні від АІС, як і двигун постійного струму, забезпечує природний перехід з рушійного в генераторний режим роботи та навпаки.

Даний висновок справедливий при виконанні умови сталості потоку статора $\psi_1 = \text{const}$. Однак у синхронному двигуні суттєво проявляється дія реакції якоря і для її компенсації необхідно мати відповідну систему регулювання. Одночасно доцільно, щоб коефіцієнт потужності двигуна дорівнював одиниці. Виконання двох цих вимог ($\psi_1 = \text{const}$ та $\cos \varphi = 1$) забезпечує роботу синхронного двигуна з регульовальними властивостями двигуна постійного струму при повному використанні магнітної системи синхронного двигуна та максимальному використанні його щодо струму.

До недоліків такого електроприводу слід віднести те, що в разі роботи на низьких швидкостях ЕРС двигуна недостатня для забезпечення комутації напівкеруваних вентилів. Тому слід застосовувати пристрій для штучної комутації вентилів.

5.5. Система частотного регулювання синхронного двигуна в обертовій системі координат

Система регулювання може бути побудована на основі отриманих вище залежностей (5.25) – (5.27). Система (рис. 5.10) складається із двох основних частин: регулюючої, синтезованої в обертовій системі координат d, q , і силової, синтезованої в нерухомій системі координат α, β , пов'язаної зі статором двигуна. Вся регулююча частина системи працює з сигналами постійного струму та містить у собі: задавач інтенсивності $3I$, регулятор швидкості $РШ$, вихід якого є завданням на момент двигуна, блоки нелінійностей $БН1$, $БН2$ і $БН3$, що реалізують отримані раніше залежності, регулятори PC_q і PC_d поперечної i_q і поздовжньої i_d складових струму статора, регулятор потоку збудження $РП_3$. На виходи регуляторів струму PC_q й PC_d компенсуються перехресні зв'язки ЕРС обертання, що забезпечує незалежне регулювання струмів по поздовжній та поперечній осях. Сигнал U_3 з виходу $РП_3$ подається безпосередньо для керування тиристорним перетворювачем постійного струму $ТП_3$, що живить обмотку збудження двигуна. Сумарні вихідні сигнали Σ_q^* та Σ_d^* , що визначають необхідні завдання поперечної та поздовжньої складових струму статора, перетворюються з обертової системи координат у нерухому за допомогою перетворювачів координат $ПК1$ і $ПК2$. Перетворювач $ПК1$ здійснює перехід із системи d, q в α, β згідно з рівняннями:

$$\Sigma_{\alpha}^* = \Sigma_d^* \cos \alpha - \Sigma_q^* \sin \alpha; \quad \Sigma_{\beta}^* = \Sigma_d^* \sin \alpha + \Sigma_q^* \cos \alpha, \quad (5.34)$$

де α – кут між нерухомою віссю фази А статора та обертовою поздовжньою віссю ротора, який вводиться в систему регулювання від датчика положення $ДПР$.

Перетворення параметрів із двофазної нерухомої системи α, β до трифазної системи A, B, C здійснюється за допомогою $ПК2$; згідно з рівняннями:

$$i_A^* = \Sigma_{\alpha}^*; \quad i_B^* = -\frac{1}{2} \Sigma_{\alpha}^* + \frac{\sqrt{3}}{2} \Sigma_{\beta}^*; \quad i_C^* = -\frac{1}{2} \Sigma_{\alpha}^* - \frac{\sqrt{3}}{2} \Sigma_{\beta}^*. \quad (5.35)$$

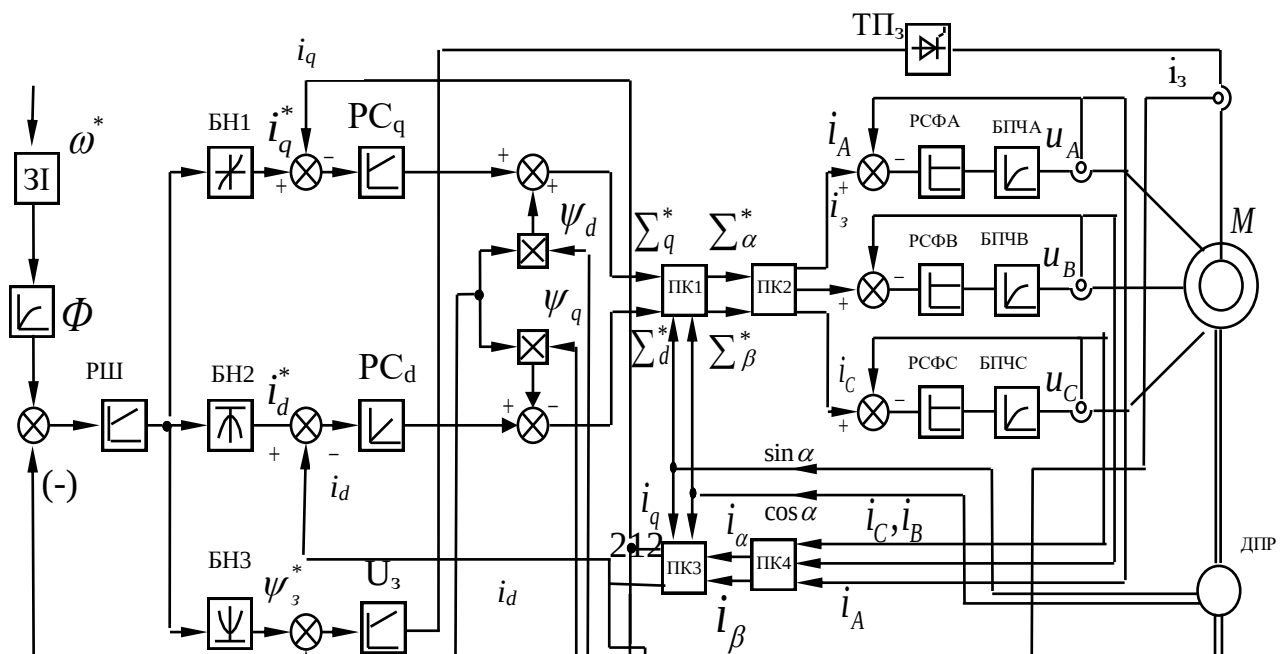


Рис. 5.10. Функціональна схема частотного регулювання швидкості синхронного двигуна при $\psi_1 = const$ на основі БПЧ (* – позначені сигнали завдання)

Ці сигнали змінного струму задають безпосередньо необхідні величини струмів фаз A, B, C статора двигуна, реалізація яких дасть узагальнений вектор струму статора, а його проекції на обертові осі d, q дадуть задані раніше регуляторами PC_q і PC_d струми i_q^* та i_d^* . При цьому буде реалізована векторна діаграма рис. 5.7. Як джерело живлення двигуна в даній схемі застосований безпосередній перетворювач частоти.

Для організації зворотних зв'язків за струмом на вході регуляторів PC_q і PC_d необхідно перейти від дійсних значень змінних струмів фаз двигуна в системі A, B, C до обертової системи координат d, q . Перетворення здійснюються таким чином: спочатку перетворювачем $ПК4$ реалізується перехід від трифазної системи A, B, C до нерухомої α, β відповідно до виразів:

$$i_\alpha = \frac{2}{3} (i_A - 0.5 i_B - 0.5 i_C); \quad i_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} i_B - \frac{1}{\sqrt{3}} i_C, \quad (5.36)$$

а далі перетворювачем $ПК3$ з нерухомої системи α, β в d, q на основі виразів:

$$i_d = i_\alpha \cos \alpha + i_\beta \sin \alpha; \quad i_q = -i_\alpha \sin \alpha + i_\beta \cos \alpha. \quad (5.37)$$

Обчислення складових повного потоку статора ψ_1 по поздовжній ψ_d і поперечній ψ_q осях реалізується в обчислювальному пристрої (ОП) за допомогою виразів:

$$\psi_d = I_{1d} L_d + I_3 L_{ad}; \quad \psi_q = I_{1q} L_q. \quad (5.38)$$

Потокозчеплення обмотки збудження ψ_3 оцінюється як

$$\psi_3 = L_3 I_3 + I_d L_{ad}, \quad (5.39)$$

де L_d, L_q відповідно повні індуктивності статора по поздовжній і поперечній осях ротора; L_{ad} – взаємоеіндуктивність по поздовжній осі.

Перехідні процеси в описаній системі регулювання досить близькі до перехідних процесів у системі підпорядкованого керування із двигуном постійного струму.

5.6. Частотно-струмова система регулювання координат синхронного двигуна

Частотно-струмова система (рис. 5.11) відрізняється від розглянутої вище тим, що регулятори струму в обертовій системі координат d, q відсутні і відповідно відсутні замкнуті контури регулювання струмів i_d та i_q у системі координат d, q . Однак завдання цих струмів реалізовані аналогічно схемі рис. 5.10 сигналами постійного струму за допомогою нелінійних перетворювачів $БН1, БН2, БН3$ на основі рівнянь (5.25) – (5.27). Виходи цих блоків (завдання струмів i_d^* та i_q^* у системі d, q) відразу ж перетворюються в $ПК1$ (із системи d, q в α, β) а в $ПК2$ (із α, β в A, B, C) і подаються на джерела струму, реалізовані, наприклад, на основі БПЧ. Таким чином, функціонально частотно-струмова система простіше, ніж система з регуляторами в обертовій системі координат. Однак якість перехідних процесів у ній трохи гірша, ніж у схемі рис. 5.10.

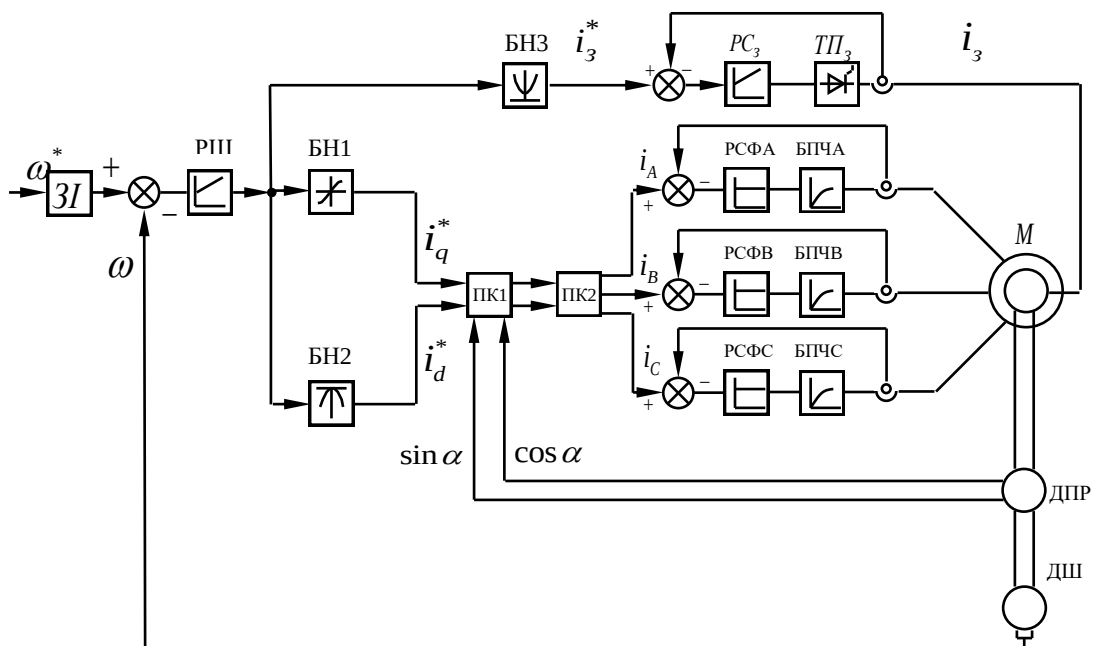


Рис. 5.11. Функціональна схема системи частотно-струмового регулювання швидкості синхронного двигуна на базі БПЧ

5.7. Електропривод з вентильним двигуном

Звичайно електропривод, що містить джерело живлення, перетворювач частоти та синхронний двигун з датчиком положення ротора (ДПР), має назву вентильний. Усунути недоліки колекторного вузла в двигуні постійного струму можливо заміною колектора безконтактним напівпровідниковим комутатором.

У двигуні постійного струму, що має колектор, обмотка збудження або постійні магніти утворюють магнітне поле по поздовжній осі. Струм якоря утворює магнітне поле, спрямоване по поперечній осі. Колекторний вузол призначений для перемикання секцій обмотки якоря у міру його обертання. У результаті цього між векторами потоку якоря та збудження підтримується постійний кут $\pi/2$, який не залежить від швидкості та струму якоря. Можна вважати, що колекторний вузол забезпечує внутрішній зворотний зв'язок за кутом повороту, підтримуючи між потоком якоря та збудження кут $\pi/2$. Це забезпечує максимальний момент двигуна і є однією з головних переваг двигуна постійного струму.

Отже, машина постійного струму має два роздільні й незалежні канали керування, що дає змогу створити систему керування з високими показниками регулювання. Вентильний двигун, який керується від ДПР, еквівалентний двигуну постійного струму. У системі координат d, q , пов'язаній з ротором, момент двигуна визначається як

$$M = \Psi_{1d}I_{1q} - \Psi_{1q}I_{1d} . \quad (5.40)$$

Для неявнополюсного двигуна з обмоткою збудження по осі d маємо

$$\Psi_{1d} = L_1I_{1d} + I_{3\phi}L_m; \quad \Psi_{1q} = L_1I_{1q} , \quad (5.41)$$

де Ψ_{1d}, Ψ_{1q} – потокозчеплення по осях d і q ; $I_{3\phi}$ – струм збудження; $L_m(L_{ad})$ – взаємодуктивність по поздовжній осі d .

На основі наведених виразів отримаємо

$$M = L_mI_{3\phi}I_{1q} = L_mI_{3\phi}I_1\sin\theta,$$

де θ – кут навантаження двигуна.

При $\theta = 90^\circ$ вектори потоку збудження ($\Psi_{3\phi} = L_mI_{3\phi}$) і струму статора I_1 будуть ортогональними, а отримане рівняння співпадає з рівнянням моменту двигуна постійного струму.

При проектуванні вентильного електроприводу класифікація видів синхронних машин пов'язана вже не стільки з конструктивними особливостями синхронного двигуна, скільки зі способами побудови систем керування.

Обмотки статора машини можуть мати живлення синусоїдальною напругою (струмом), квазісинусоїдальною напругою (струмом) на основі ШІМ та імпульсною напругою (струмом). У зв'язку з цим розрізняють:

– крокові двигуни, обмотки статора якого живляться імпульсною напругою (струмом). Від кожного імпульсу ротор двигуна здійснює поворот на деякий кут;

– безконтактний двигун постійного струму (БДПС) – синхронний двигун у замкнутій системі регулювання, реалізований за допомогою датчика положення ротора (ДПР) та силового напівпровідникового перетворювача з системою керування. У цих двигунах напруга (струм) на обмотках статора формується

залежно від положення ротора, що принципово відрізняє їх від крокових, у котрих положення ротора залежить від кількості керуючих імпульсів.

Система керування БДПС забезпечує одночасне відкривання двох ключів АІС. Струм, що проходить по двох увімкнених фазах, утворює магнітне поле, при взаємодії якого з потоком постійних магнітів утворюється обертальний момент. Величина моменту визначається кутом між векторами потоку і МРС статора. Вектор потоку постійних магнітів рухається у просторі безперервно, а вектор МРС ступінчасто та обертається на 60° при черговій комутації ключів. У результаті цього відбуваються пульсації моменту двигуна.

Вентильні двигуни відрізняються від БДПС формуванням синусоїдальної або квазісинусоїдальної напруги (струму) на базі повністю керованих перетворювачів (рис. 5.12).

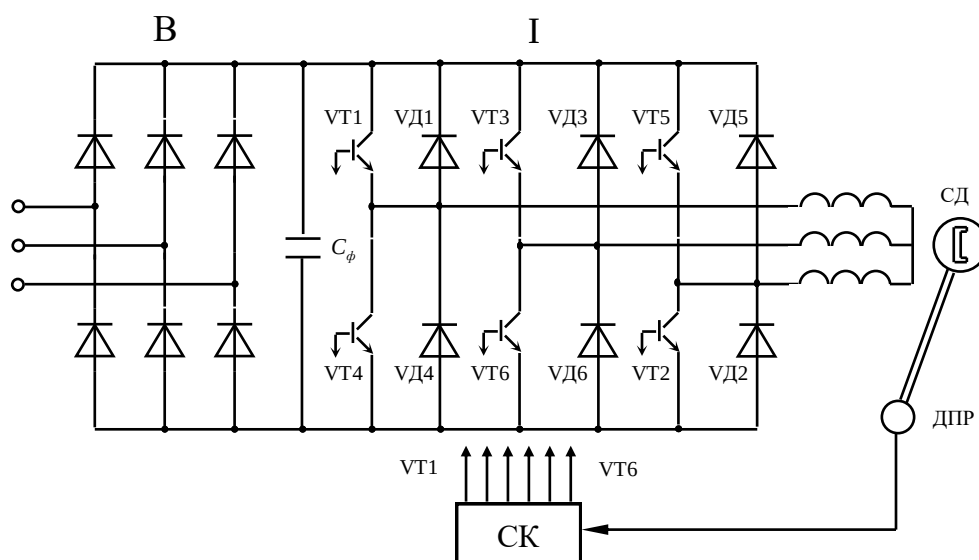


Рис. 5.12. Функціональна схема вентильного двигуна

Із усіх переглянутих типів синхронних машин із силовими напівпровідниковими перетворювачами найбільш перспективними є вентильні двигуни.

При побудові електроприводу на основі вентильного двигуна однією з основних вимог є наявність замкнутих контурів регулювання струмів I_{1d} та I_{1q} . Це дозволяє підтримувати в перехідних та усталених режимах $I_{1d} = 0$ та тим самим покращити енергетичні характеристики приводу.

Струм I_{1d} по поздовжній осі не утворює моменту, але в достатній мірі впливає на потік, швидкість та загальний струм, який споживається двигуном. Причиною появи цього потоку є інерційність кола статора та взаємні перехресні зв'язки між каналами керування.

У випадку $I_{1d} = 0$ струм I_{1q} співпадає з віссю q , а $\Psi_{1d} = \Psi_{3\phi}$ співпадає з віссю d . При цьому момент двигуна має максимальне значення при заданому струмі статора.

На рис. 5.13 наведена функціональна схема приводу, яка реалізує керування вентильним двигуном при $I_{1d} = 0$. За допомогою ПІ-регулятора

струму збудження (PT_3) магнітний потік обмотки збудження підтримується сталим, а регулювання моменту двигуна досягається зміною складової струму I_{1q} . Підтримування $I_{1d} = 0$ забезпечує сталість потокозчеплення по поздовжній осі.

Наприкінці відзначимо, що при застосуванні вентильного двигуна з постійними магнітами, магнітний опір яких порівняний з опором повітря, можна знехтувати реакцією якоря, при цьому момент двигуна

$$M = \frac{3}{2} Z m \psi_0 I_1,$$

де ψ_0 – потік, який утворюється постійним магнітом.

В результаті цього керування вентильним двигуном спрощується і в схемі рис. 5.13 можна не використовувувати регулятор струму РСd по поздовжній осі.

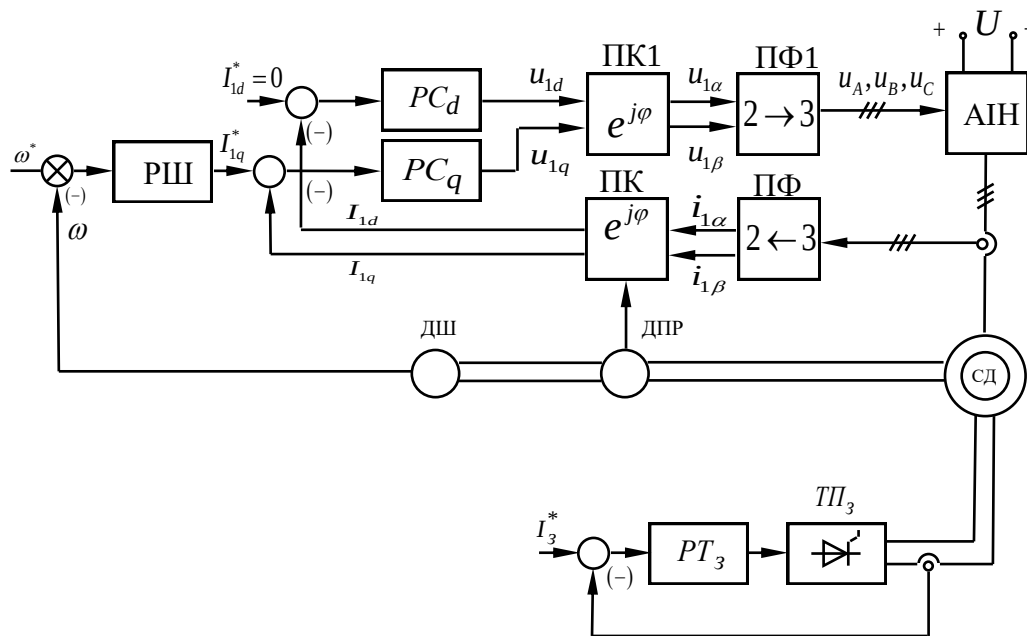


Рис. 5.13. Функціональна схема векторного керування моментами вентильного двигуна

5.8. Керування вентильними двигунами за допомогою релейних регуляторів струму

У розглядуваному випадку релейний регулятор струму (РРС) може бути ввімкнений як у ланці постійного струму, так і в кожній фазі вентильного двигуна. У першому випадку регулюється струм на вході інвертора за допомогою, наприклад, транзисторного ключа, який дозволяє також комутувати силові ключі в моменти переривання струму. При цьому трифазний інвертор слугує тільки для перетворення постійного струму заданої величини в змінний.

У другому випадку використовуються три РРС у кожній фазі (рис. 5. 14), на входи яких порівнюються сигнали завдання з виходу двофазно-трифазного перетворювача фаз та сигнали зворотних зв'язків.

В обох випадках реалізується так званий струмовий коридор, коли струм з високою частотою пульсує відносно заданого значення. Рівень та частота пульсацій струму залежать від ширини петлі РРС.

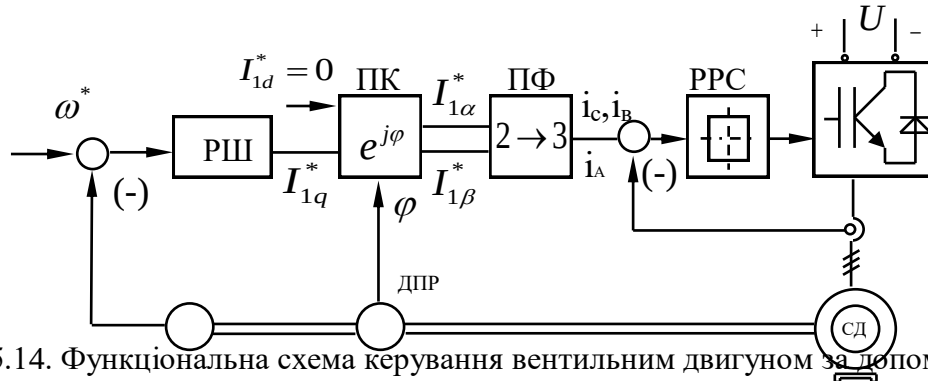


Рис. 5.14. Функціональна схема керування вентилювальним двигуном за допомогою РРС

Контрольні запитання

1. Поясніть принцип роботи синхронного двигуна.
2. Що таке кут навантаження і від чого залежить його величина?
3. Зобразіть кутову характеристику синхронного двигуна.
4. Яким чином зі спрощеної векторної діаграми синхронного двигуна можна отримати рівняння електромагнітного моменту?
5. Накресліть механічну характеристику синхронного двигуна.
6. Наведіть вираз для електромагнітного моменту синхронного двигуна та поясніть, чому на відміну від асинхронного двигуна момент синхронного пропорційний першому степеню напруги, а не другому?
7. Які переваги та недоліки синхронного двигуна порівнянно з асинхронними?
8. Принципи виникнення реактивної складової моменту.
9. У яких випадках синхронний двигун випадає із синхронізму?
10. Яким чином можна збільшити перевантажувальну здатність двигуна при піках навантаженнях?
11. Що таке вхідний (підсинхронний) момент синхронного двигуна?
12. Як впливає на процес пуску двигуна момент, що утворює обмотка збудження?
13. Чому при значному статичному навантаженні двигун при пуску може застрягнути на напівсинхронній швидкості?
14. Яким чином реалізується гальмування синхронного двигуна?
15. Яким чином синхронний двигун переводиться в режим компенсатора реактивної потужності?
16. Загальні принципи векторного керування синхронним двигуном.
17. Необхідні умови керування синхронним двигуном для оптимального використання його габаритної потужності.
18. Переваги регульованого електроприводу з вентилювальним двигуном.

19. Які перетворювачі частоти (інвертори) застосовують у вентильному електроприводі?
20. Способи регулювання швидкості вентильних двигунів.
21. Класифікація вентильних двигунів.
22. Чим відрізняються крокові двигуни від безколекторної машини постійного струму?
23. Чим відрізняється безколекторна машина постійного струму від вентильного двигуна?
24. Причини появи складової струму I_{1d} у системі частотного регулювання швидкості СД.
25. Переваги застосування релейних регуляторів струму.
26. Поясніть принцип дії крокового двигуна.
27. Наведіть приклади механізмів, для приводу яких доцільно використовувати синхронні двигуни.

6. ДИНАМИКА РОЗІМКНУТИХ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ

6.1. Загальні відомості

Неусталеними або перехідними називаються процеси, що виникають в електроприводі при його переході з одного усталеного стану до іншого в результаті різних збурюючих та керуючих впливів, створюваних робочою машиною, системою керування та джерелом живлення. Такий режим роботи електроприводу супроводжується зміною запасу енергії в елементах системи. Якщо при цьому відбувається накопичування або віддача запасеної енергії, то перехідний процес протікає за аперіодичним законом. Коли відбувається обмін енергією між елементами системи, то перехідний процес має коливальний характер.

Можна назвати такі основні причини виникнення перехідних процесів:

- зміна навантаження M_c на валу двигуна;
- зміна моменту двигуна при переході двигуна з однієї характеристики на іншу при пуску, гальмуванні, реверсі та регулюванні швидкості;
- зміна параметрів приводу;
- коливання напруги живлення.

Перехід з одного усталеного стану до іншого внаслідок наявності різного роду інерційностей відбувається не миттєво, а в часі. При цьому змінюються в часі як механічні (швидкість, прискорення, кутове переміщення), так і електричні величини (струм, ЕРС та ін.).

Для приводів, що працюють у тривалому режимі без частих процесів пуску та гальмування, перехідні процеси становлять інтерес лише з точки зору очікуваних динамічних навантажень і втрат у двигуні при пуску, а також при виборі параметрів пуско-регулювальної апаратури.

Однак для ряду відповідальних виробничих механізмів (прокатні стани, екскаватори та ін.) перехідні процеси здобувають винятково важливе значення, тому що тривалість їх протікання впливає на продуктивність. Якість виконання багатьох технологічних операцій визначається також перехідними процесами (механічна обробка деталей на верстатах, шахтні підйомні установки, точна зупинка приводів, що стежать, та ін.). Крім того, механічні й електричні навантаження в більшості випадків визначаються перехідними процесами. Усе це зумовлює необхідність аналізу перехідних процесів у електроприводі.

Правильно вибраний та розрахований електропривід разом з САК повинен забезпечити не тільки необхідну точність регулювання координат, але й якісне протікання перехідних процесів без небезпечних динамічних навантажень та недопустимого перерегулювання.

Характер протікання й тривалість перехідних процесів багато в чому залежать від різного роду інерційностей в електромеханічній системі. До них відносяться:

- механічна інерційність частин електроприводу, що обертаються та рухаються поступально;

- електромагнітна інерційність, зумовлена індуктивністю обмоток електричних машин і апаратів;
- теплова інерційність електричних машин.

У розрахунках перехідних процесів кожна з зазначених інерційностей враховується відповідними сталими часу, які мають розмірність часу. Сталі часу є основними параметрами відповідних перехідних процесів і дозволяють дати їм кількісну оцінку.

Перехідні процеси, що зумовлені тільки одним видом інерційності – механічною, електромагнітною або тепловою, називаються відповідно механічні, електромагнітні й теплові перехідні процеси.

Теплові перехідні процеси мають дуже важливе значення для визначення нагрівання двигуна. Однак у часі вони протікають у багато разів повільніше, ніж електромагнітні та механічні перехідні процеси та практично не впливають на них. Тому при дослідженні динамічних режимів електроприводу теплову інерційність не враховують.

Перехідні процеси, у яких одночасно враховуються механічна й електромагнітна інерційність, називаються електромеханічними перехідними процесами. Розрахунок таких процесів, як правило, відрізняється великою складністю.

Фізичні явища, що відбуваються в автоматизованому електроприводі в перехідних режимах, також відрізняються великою складністю. Їх математичний опис призводить до нелінійних диференціальних рівнянь, розв'язання яких пов'язане зі значними труднощами та можливе лише при використанні обчислювальних машин та математичного моделювання. Так, наприклад, внаслідок насичення магнітного кола електричних машин індуктивності обмоток не залишаються постійними, а є функціями струму. До нелінійних елементів можна віднести зазори в зубчастих передачах, змінний момент інерції деяких механізмів та ін.

У лінійних системах перехідні процеси описуються неоднорідними лінійними диференціальними рівняннями n -го порядку

$$a_0 \frac{d^n x}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1} x}{dt^{n-1}} + \dots + a_{n-1} \frac{dx}{dt} + a_n x = \varphi(t), \quad (6.1)$$

де a_0, a_1, a_{n-1}, a_n – постійні коефіцієнти, що залежать від параметрів системи.

Порядок диференціального рівняння залежить від кількості сталих часу, що враховують інерційність відповідних елементів системи.

Загальний розв'язок (6.1) без правої частини ($\varphi(t)=0$) та за відсутності кратних коренів має вигляд

$$x = \sum_{i=1}^{i=n} C_i e^{p_i t}, \quad (6.2)$$

де $C_1, C_2 \dots C_n$ – сталі інтегрування, що залежать від початкових умов; $p_1 \dots p_i$ – корені характеристичного рівняння.

Права частина $\phi(t)$ визначає часткове розв'язання рівняння (6.1). При $\phi(t) = \text{const}$ повне рішення буде:

$$x = \sum_{i=1}^{i=n} C_i e^{p_i t} + x_c, \quad (6.3)$$

де x_c – усталене значення при $t = \infty$.

Корені характеристичного рівняння можуть бути дійсними та комплексними. Вид коренів визначає характер перехідного процесу. Щоб система була стійкою, дійсні корені повинні бути від'ємними, а комплексні – містити від'ємну дійсну частину.

Класичний метод розв'язання диференціальних рівнянь невисокого порядку найбільш наглядно відображає реальну фізику процесів, що відбуваються.

При вивченні перехідних процесів вважаються відомими такі вхідні дані:

- початковий стан системи: $M_{\text{поч}}, I_{\text{поч}}, \omega_{\text{поч}}$;
- кінцевий стан системи: $M_{\text{кін}}, I_{\text{кін}}, \omega_{\text{кін}}$ та механічна характеристика приводу, що відповідає цьому стану;
- закон зміни в часі фактора, що викликає перехідний процес;
- параметри приводу.

6.2. Механічні перехідні процеси електроприводу з лінійною механічною характеристикою та $M_c = \text{const}$

До механічних перехідних процесів відносяться ті, в яких враховується тільки механічна інерція системи, а впливом електромагнітної та теплової інерційності нехтують.

Лінійну механічну характеристику мають електроприводи з двигунами постійного струму незалежного збудження, а також, з деяким наближенням, приводи з асинхронними двигунами з фазним ротором, що працюють на природній або реостатних характеристиках з навантаженням $M_c \leq 0,75 M_{\text{кр}}$.

Вхідними виразами для аналізу перехідних процесів є рівняння руху

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (6.4)$$

та рівняння механічної характеристики, наприклад, двигуна постійного струму

$$\omega = \omega_0 - \frac{M_c (r_{\text{я}} + R_{\text{д}})}{(K\Phi)^2}. \quad (6.5)$$

Якщо продиференціювати (6.5) і підставити значення $\frac{d\omega}{dt}$ у (6.4), отримаємо диференціальне рівняння моменту двигуна:

$$M - M_c = -\frac{JR_{\text{я}}}{(K\Phi)^2} \frac{dM}{dt} \quad (6.6)$$

або

$$T_m p M + M = M_c, \quad (6.7)$$

де $T_m = \frac{JR_{\text{я}}}{(K\Phi)^2}$ – електромеханічна стала часу, $R_{\text{я}} = r_{\text{я}} + R_o$ – сумарний опір якірного кола; $p = d/dt$ – оператор диференціювання.

Якщо вхідні рівняння розв'язати відносно швидкості, то отримаємо аналогічне рівняння для швидкості

$$T_m p \omega + \omega = \omega_c. \quad (6.8)$$

Рівняння (6.7) є лінійним диференціальним рівнянням першого порядку з постійною правою частиною, характеристичне рівняння якого $T_m p + 1 = 0$ має корінь $p = -1/T_m$. Тому розв'язання (6.7) має вигляд:

$$M = M_{\text{віль}} + M_{\text{пр}} = C e^{-t/T_m} + M_{\text{пр}}, \quad (6.9)$$

де C – стала інтегрування, що знаходиться з початкових умов; $M_{\text{віль}}$, $M_{\text{пр}}$ – відповідно вільна й вимушена складові перехідного процесу.

Вимушена (примушена) складова перехідного процесу (часткове розв'язання рівняння (6.7)), що залежить від вигляду правої частини рівняння, знаходиться з усталеного режиму, коли $dM/dt = 0$. Для даного випадку усталене (вимушене) значення моменту $M_{\text{пр}} = M_c$. При цьому (6.9) набуває вигляду:

$$M = C e^{-t/T_m} + M_c. \quad (6.10)$$

Для визначення сталої інтегрування C використовуються початкові умови: $t = 0$, $M = M_{\text{поч}}$. З урахуванням цього одержимо з (6.9)

$$M_{\text{поч}} = C + M_c,$$

$$C = M_{\text{поч}} - M_c. \quad (6.11)$$

Підставляючи (6.11) у (6.10), одержимо вираз для моменту двигуна:

$$M = M_c \left(1 - e^{-t/T_m} \right) + M_{\text{поч}} e^{-t/T_m}. \quad (6.12)$$

Для двигуна постійного струму момент пропорційний струму, тому поділивши ліву і праву частини (6.12) на $K\Phi$, одержимо вираз для струму якоря:

$$I_a = I_c \left(1 - e^{-t/T_m} \right) + I_{\text{поч}} e^{-t/T_m}. \quad (6.13)$$

Аналогічним чином знаходиться розв'язок рівняння (6.8) і за умови, що при $t=0$ $\omega = \omega_{\text{поч}}$, одержимо:

$$\omega = \omega_c \left(1 - e^{-t/T_m} \right) + \omega_{\text{поч}} e^{-t/T_m}. \quad (6.14)$$

З даних виразів випливає, що момент, струм якоря та швидкість двигуна в перехідних режимах змінюються за одним і тим самим експоненціальним законом. Причому теоретично тривалість перехідного процесу дорівнює нескінченності. Однак практично можна вважати, що перехідний процес закінчується за час $t_{\text{пер}} = (3-4) T_m$. При цьому при $t = 3 T_m$ поточне значення відрізняється від кінцевого тільки на 5%, а при $t = 4 T_m$ – на 2%.

Наведені вирази (6.12)...(6.14) дозволяють розрахувати різні перехідні процеси в електроприводах з двигунами постійного струму (пуск, гальмування, реверс, накидання та скидання навантаження тощо). При припущенні, що момент двигуна пропорційний ковзанню (робочі ділянки природної та реостатних характеристик асинхронного двигуна), ці вирази можуть бути застосовані і для асинхронного електроприводу. Значення електромеханічної сталої часу T_m у цьому випадку зручно визначати за допомогою відповідної механічної характеристики за формулою

$$T_m = \frac{J}{\beta} = \frac{J \Delta \omega}{\Delta M}, \quad (6.15)$$

де $\beta = \Delta M / \Delta \omega$ – модуль жорсткості відповідної механічної характеристики.

Згідно з (6.15) маємо для робочої ділянки природної характеристики асинхронного двигуна

$$T_m = \frac{J\Delta\omega}{\Delta M} = \frac{J\omega_0 S_n}{M_n}. \quad (6.16)$$

Для штучної характеристики

$$T_{m.ш} = \frac{J\Delta\omega_{ш}}{\Delta M_{ш}} = \frac{J\omega_0 S_{н.ш}}{M_n}, \quad (6.17)$$

де $S_{н.ш} = (\omega_0 - \omega_{н.ш})/\omega_0$ – ковзання на штучній характеристиці, що відповідає швидкості $\omega_{н.ш}$ при номінальному моменті.

Для аналізу та розрахунку перехідних процесів потрібно знати електромеханічну сталу часу, котра являє собою час, протягом якого швидкість двигуна досягає свого усталеного значення під дією незмінного моменту, що дорівнює пусковому. При цьому $\omega(t)$ є лінійно зростаючою функцією часу і зображується дотичною, проведеною до початкової точки кривої перехідного процесу. Тому відрізок ab (рис. 6.1) дорівнює сталій часу. Для визначення сталої часу можна проводити дотичну в будь-якій точці кривої.

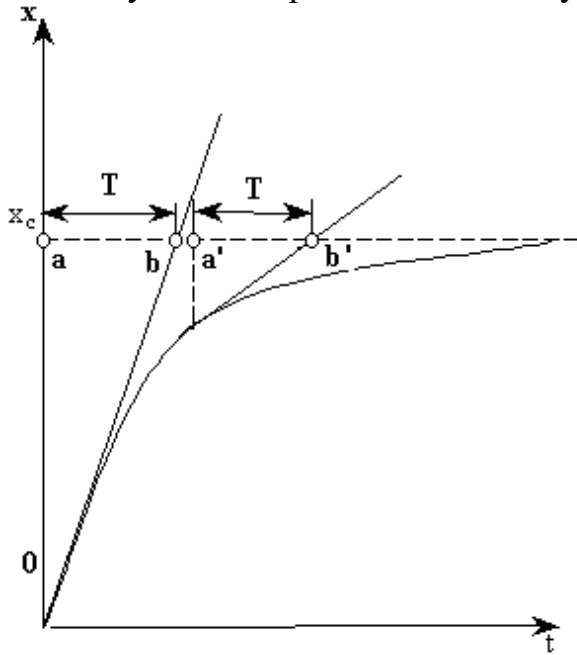


Рис. 6.1. Графічне визначення сталої часу перехідного процесу

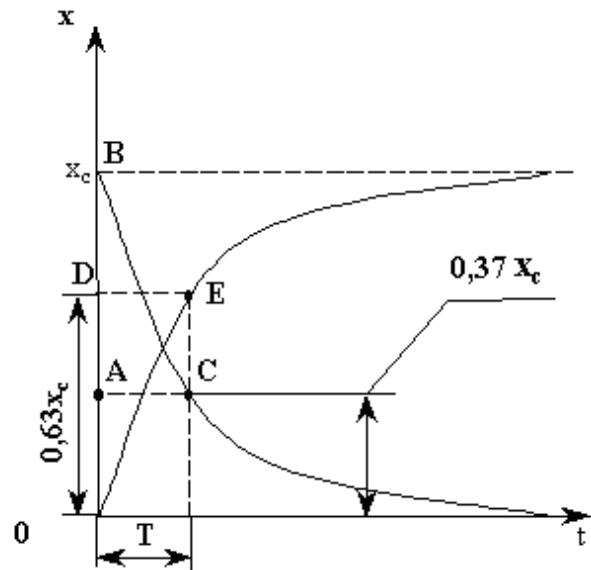


Рис. 6.2. Графоаналітичний спосіб визначення сталої часу перехідного процесу

Крім графічного способу сталу часу можна визначити і графоаналітичним методом. Для цього необхідно знайти значення вихідної величини x при $t = T$, тоді при $x_{поч} = 0$ одержимо

$$x = x_c (1 - e^{-1}) = 0,63 x_c,$$

а для експоненти $x = x_c e^{-t/T}$ маємо при $t = T$ $x = x_c e^{-1} = 0,37 x_c$.

Використовуючи ці значення та криві перехідного процесу, можна знайти сталу часу, як показано на рис. 6.2.

6.3. Перехідні процеси при пуску електроприводу з лінійною механічною характеристикою та $M_c = \text{const}$

Розглянемо спочатку пуск двигуна постійного струму в одну ступінь, схема вмикання двигуна та механічна характеристика наведені на рис. 6.3.

Перехідні процеси в цьому випадку описуються наведеними вище рівняннями (6.12) і (6.14), в які необхідно лише підставити початкові та кінцеві значення змінних, що відповідають даному режиму. Ці значення можуть бути визначені аналітично за допомогою рівняння механічної характеристики або графічно на базі механічної характеристики (рис. 6.3, б).

Згідно з рис. 6.3, б початкові значення змінних: $M_{\text{поч}} = M_n$, $\omega_{\text{поч}} = 0$. Кінцеві усталені значення $\omega_c = \omega_{c1}$, $M_c = M_{c1}$.

З урахуванням цих значень рівняння (6.12) та (6.14) набувають вигляду:

$$\left. \begin{aligned} M &= M_{c1} \left(1 - e^{-t/T_m} \right) + M_n e^{-t/T_m} \\ \omega &= \omega_{c1} \left(1 - e^{-t/T_m} \right) \end{aligned} \right\} \quad (6.18)$$

де $T_m = \frac{J(r_\gamma + R_{o1})}{(K\Phi)^2}$ – електромеханічна стала часу.

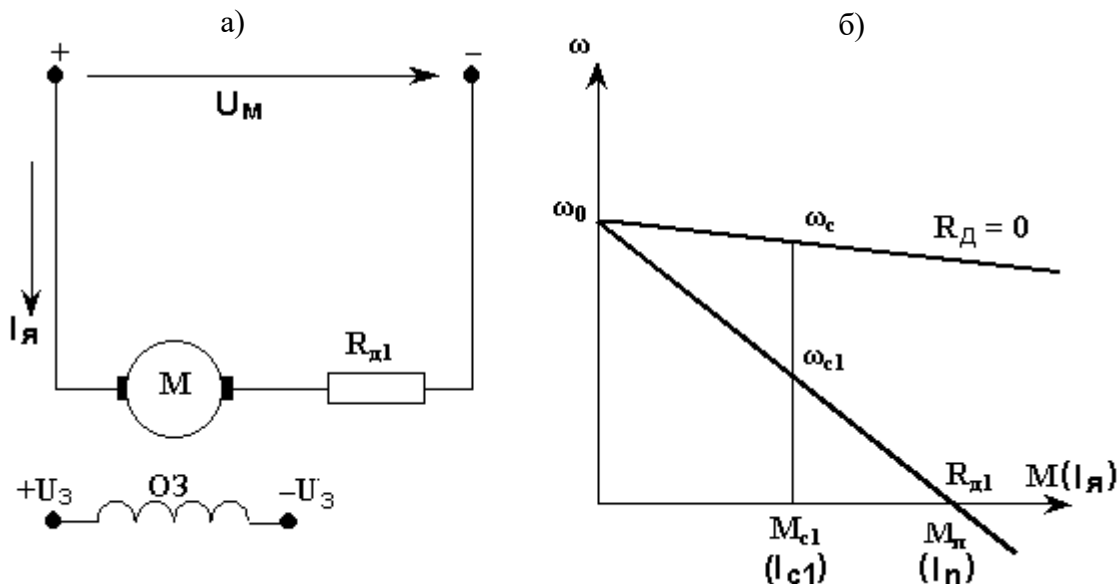


Рис. 6.3. Схема включення (а) та механічна характеристика (б) при пуску двигуна в одну ступінь

Криві перехідного процесу, що відповідають (6.18), наведені на рис. 6.4.

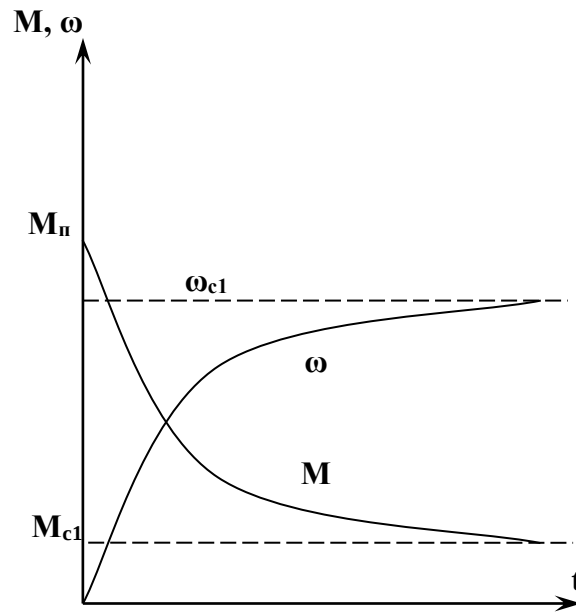


Рис. 6.4. Криві перехідного процесу при пуску двигуна постійного струму в одну ступінь

Для приводу з асинхронним двигуном з фазним ротором початкові та усталені значення змінних визначаються або аналітично за допомогою рівняння механічної характеристики, або графічно за допомогою механічної характеристики (рис. 6.5).

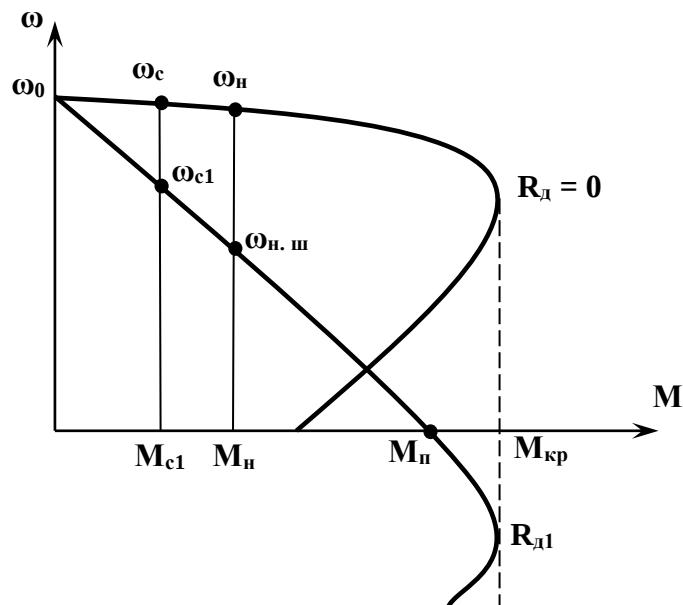


Рис. 6.5. Механічні характеристики асинхронного двигуна з фазним ротором при пуску в одну ступінь

Електромеханічна стала часу, що відповідає реостатній характеристиці, визначається за формулою (6.17), яка з урахуванням позначень, що відповідають рис. 6.5, має такий вигляд:

$$T_{м.ш} = \frac{J(\omega_0 - \omega_{н.ш})}{M_n}, \quad (6.19)$$

де $\omega_{н.ш}$ – швидкість двигуна на реостатній характеристиці при $M = M_n$ (рис. 6.5); J – сумарний момент інерції системи, зведений до вала двигуна.

Вид кривих перехідного процесу буде таким же, як і для двигуна постійного струму (рис. 6.4).

Розглянемо перехідні процеси електроприводу з лінійною механічною характеристикою під час ступінчастого пуску згідно з пусковими характеристиками (рис. 6.6), які мають двигуни постійного струму незалежного збудження і з певним наближенням є реостатними характеристиками асинхронного двигуна з фазним ротором.

При ступінчастому пуску момент двигуна на кожній ступіні змінюється в заздалегідь обраних межах від пускового моменту M_1 до моменту перемикавання M_2 . Тому розрахунок перехідних процесів потрібно робити для кожної ступіні, використовуючи раніше отримані вирази (6.12) та (6.14), що для i -ї ступіні мають вигляд:

$$\left. \begin{aligned} M_i &= M_c \left(1 - e^{-t/T_{mi}} \right) + M_1 e^{-t/T_{mi}}; \\ \omega_i &= \omega_{ci} \left(1 - e^{-t/T_{mi}} \right) + \omega_{поч.i} e^{-t/T_{mi}}. \end{aligned} \right\} \quad (6.20)$$

Для визначення початкових і усталених (кінцевих) значень змінних зручно користуватися пусковими характеристиками (рис. 6.6).

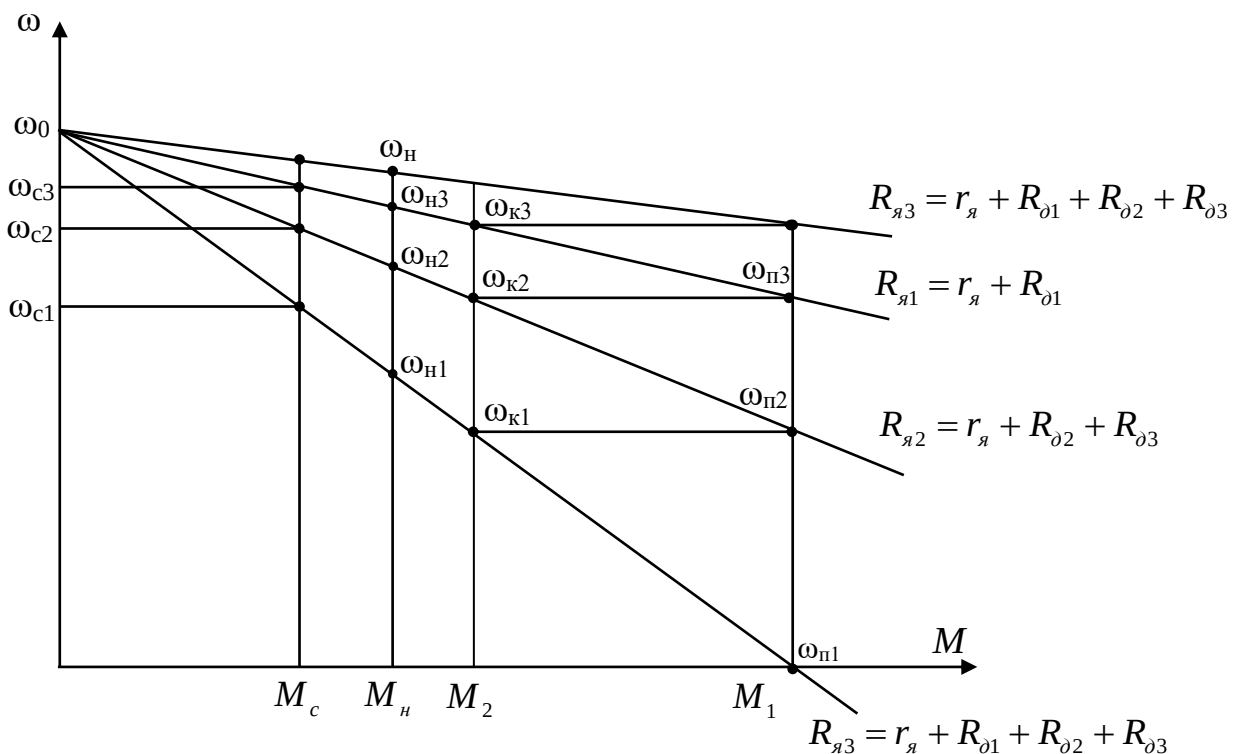


Рис. 6.6. Механічні характеристики при ступінчастому пуску приводу з лінійною механічною характеристикою

З урахуванням позначень, прийнятих на рис. 6.6, маємо для першої ступіні:

$$\left. \begin{aligned} M_I &= M_c \left(1 - e^{-t/T_{m1}} \right) + M_1 e^{-t/T_{m1}} \\ \omega_I &= \omega_{c1} \left(1 - e^{-t/T_{m1}} \right) \end{aligned} \right\} \quad (6.21)$$

де $T_{m1} = \frac{JR_{я3}}{(K\Phi)^2}$; $T_{m1} = \frac{J(\omega_0 - \omega_{н.1})}{M_{н}}$ – відповідно електромеханічна стала часу

для приводу з двигуном постійного струму незалежного збудження та асинхронним з фазним ротором при пуску на першій ступіні.

Для визначення часу перехідного процесу на першій ступіні необхідно в перше рівняння (6.21) підставити $t = t_{nep1}$. При цьому момент двигуна повинен дорівнювати моменту перемикавання M_2 і зазначене рівняння набуває вигляду:

$$M_2 = M_c \left(1 - e^{-t_{nep1}/T_{m1}} \right) + M_1 e^{-t_{nep1}/T_{m1}},$$

звідки час перехідного процесу на першій ступіні:

$$t_{nep.1} = T_{m1} \ln \frac{M_1 - M_c}{M_2 - M_c}. \quad (6.22)$$

Аналогічно для будь-якої ступіні

$$t_{nep.i} = T_{mi} \ln \frac{M_1 - M_c}{M_2 - M_c}. \quad (6.23)$$

Час перехідного процесу на природній характеристиці, як уже зазначалося вище, $t_{nep.np} = (3-4)T_m$, де $T_m = \frac{Jr_{я}}{(K\Phi)^2}$ або $T_m = \frac{J\omega_0 S_{н}}{M_{н}}$ – сталі часу на природній характеристиці.

Сумарний час перехідного процесу при пуску в три ступіні:

$$t_{nep} = (T_{m1} + T_{m2} + T_{m3}) \ln \frac{M_1 - M_c}{M_2 - M_c} + (3...4)T_m.$$

При переході з однієї ступіні на іншу кінцева швидкість першої ступіні буде початковою для другої, а значення моментів перемикавання M_1 та M_2 залишаються однаковими для всіх ступіней. Тому для другої ступіні рівняння моменту і швидкості набувають вигляду:

$$\left. \begin{aligned} M_{II} &= M_c \left(1 - e^{-t/T_{M2}} \right) + M_1 e^{-t/T_{M2}} \\ \omega_{II} &= \omega_{c2} \left(1 - e^{-t/T_{M2}} \right) + \omega_{k1} e^{-t/T_{M2}} \end{aligned} \right\} \quad (6.24)$$

де $T_{M2} = \frac{JR_{\alpha 2}}{(K\Phi)^2}$, $T_{M2} = \frac{J(\omega_o - \omega_{H.2})}{M_H}$ – електромеханічна стала часу для другої ступіні відповідно для приводу постійного струму та асинхронного.

Варто звернути увагу на те, що відлік часу для кожної ступіні починається при $t=0$, коли відбувається перемикання на іншу характеристику. Крім того, усталене значення швидкості визначається точкою перетину відповідної механічної характеристики з лінією $M_c = \text{const}$, незалежно від того чи буде досягнута ця швидкість фактично в даному режимі (рис. 6.6). Для зручності практичних розрахунків поточний час t вибирається кратним T_M .

Аналогічним способом записуються вирази для моменту двигуна і швидкості для третьої ступіні пускового реостата і розгоні на природній характеристиці, для якої

$$\left. \begin{aligned} M &= M_c \left(1 - e^{-t/T_M} \right) + M_1 e^{-t/T_M} \\ \omega &= \omega_c \left(1 - e^{-t/T_M} \right) + \omega_{k3} e^{-t/T_M} \end{aligned} \right\}$$

де T_M – електромеханічна стала для природної характеристики.

Криві перехідного процесу при пуску в три ступіні наведені на рис. 6.7.

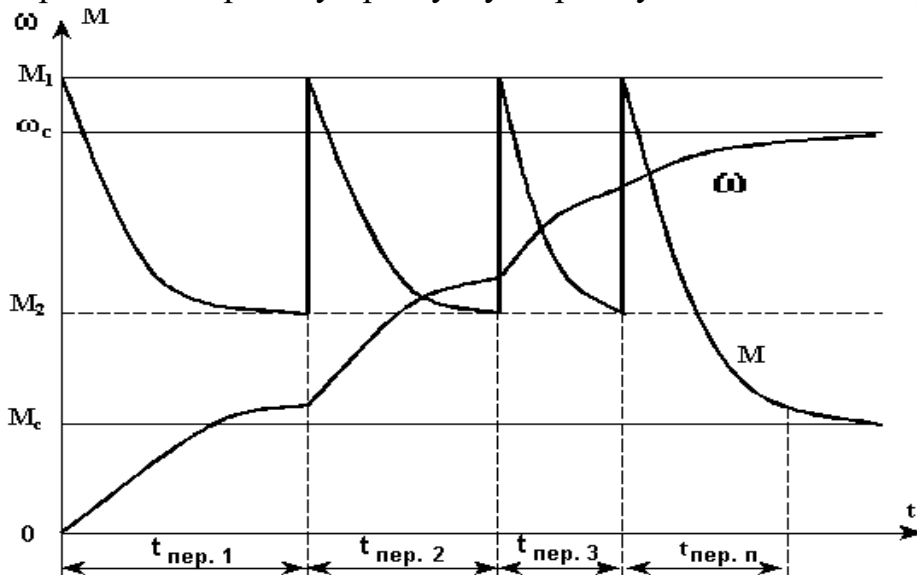


Рис. 6.7. Криві моменту та швидкості двигуна при реостатному пуску в три ступіні

Приклад 6.1. Для двигуна постійного струму типу П 62 ($P_H = 14$ кВт, $U_H = 220$ В, $n_H = 1500$ об/хв, $I_H = 73$ А; $r_\alpha = 0,1275$ Ом; $J_{об} = 0,162$ кг·м²).
Необхідно:

– записати рівняння моменту і швидкості двигуна при пуску в одну ступінь з $R_{\partial} = 0,5R_{\text{н}}$, та $M_c = 0,8M_{\text{н}}$;

– визначити електромеханічну сталу часу приводу. Момент інерції виробничого механізму, зведений до вала двигуна $J_{\text{м}} = 0,75J_{\partial\text{в}}$.

Р о з в ’ я з а н н я. Номінальна кутова швидкість двигуна:

$$\omega_{\text{н}} = \frac{\pi n_{\text{н}}}{30} = \frac{3,14 \cdot 1500}{30} = 157 \text{ 1/с.}$$

Коефіцієнт ЕРС (моменту) двигуна:

$$K\Phi = C_e = \frac{U_{\text{н}} - I_{\text{н}} r_{\text{я}}}{\omega_{\text{н}}} = \frac{220 - 73 \cdot 0,1275}{157} = 1,342 \text{ В}\cdot\text{с.}$$

Номінальний опір:

$$R_{\text{н}} = \frac{U_{\text{н}}}{I_{\text{н}}} = \frac{220}{73} = 3,014 \text{ Ом.}$$

Додатковий опір, включений у коло якоря при пуску:

$$R_{\partial} = 0,5R_{\text{н}} = 0,5 \cdot 3,014 = 1,51 \text{ Ом.}$$

Номінальний момент двигуна:

$$M_{\text{н}} = K\Phi I_{\text{н}} = 1,342 \cdot 73 = 98 \text{ Н}\cdot\text{м.}$$

Момент опору:

$$M_c = 0,8M_{\text{н}} = 0,8 \cdot 98 = 78,4 \text{ Н}\cdot\text{м.}$$

Усталена швидкість:

$$\omega_c = \frac{U_{\text{н}}}{K\Phi} - \frac{M_c (r_{\text{я}} + R_{\partial})}{(K\Phi)^2} = \frac{220}{1,342} - \frac{78,4 \cdot (0,1275 + 1,51)}{(1,342)^2} = 92,7 \text{ 1/с.}$$

Електромеханічна стала часу:

$$T_{\text{м}} = \frac{J(r_{\text{я}} + R_{\partial})}{(K\Phi)^2} = \frac{(J_{\partial\text{в}} + J_{\text{м}})(r_{\text{я}} + R_{\partial})}{(K\Phi)^2} = \frac{(0,162 + 0,75 \cdot 0,162)(0,1275 + 1,51)}{(1,342)^2} = 0,258 \text{ с.}$$

Пусковий момент:

$$M_n = I_n K\Phi = \frac{U_n K\Phi}{(R_\partial + r_\partial)} = \frac{220 \cdot 1,342}{(0,1275 + 1,51)} = 180,3 \text{ Н}\cdot\text{м}$$

Рівняння моменту і швидкості двигуна в перехідних режимах:

$$M = M_c \left(1 - e^{-t/T_m}\right) + M_n e^{-t/T_m} = 78,4 \cdot \left(1 - e^{-t/0,258}\right) + 180,3 e^{-t/0,258};$$

$$\omega = \omega_c \left(1 - e^{-t/T_m}\right) = 92,7 \cdot \left(1 - e^{-t/0,258}\right).$$

Час перехідного процесу $t_{пер} = (3...4) T_m = (3...4) \cdot 0,258 = 0,774...1,032 \text{ с}$.

Приклад 6.2. Для двигуна П-62, номінальні дані якого наведені в прикладі 6.1, необхідно:

- визначити опір пускового реостата при пуску в три ступіні. Прийняти $M_1 = 2,5 M_n$; $M_c = 0,8 M_n = 78,4 \text{ Н}\cdot\text{м}$;
- записати вираз для моменту та швидкості двигуна при пуску двигуна на першій ступіні;
- визначити сумарний час перехідного процесу. Сумарний момент інерції системи $J = 0,35 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$.

Р о з в ' я з а н н я. Пусковий момент:

$$M_1 = 2,5 M_n = 2,5 \cdot 98 = 245 \text{ Н}\cdot\text{м}.$$

Пусковий струм:

$$I_1 = \frac{M_1}{K\Phi} = \frac{245}{1,342} = 182,5 \text{ А}.$$

Опір якорного кола на першій ступіні

$$R_{я3} = \frac{U_n}{I_1} = 1,205 \text{ Ом}.$$

Відношення моментів перемикавання:

$$\lambda = \frac{M_1}{M_2} = \sqrt[3]{\frac{R_{я3}}{r_\partial}} = \sqrt[3]{\frac{1,205}{0,1275}} = 2,124.$$

Моменти перемикавання:

$$M_2 = \frac{M_1}{\lambda} = \frac{245}{2,124} = 115,35 \text{ Н·м.}$$

Опори якірного кола на другій і третій ступінях:

$$R_{я2} = \frac{R_{я3}}{\lambda} = \frac{1,205}{2,124} = 0,567 \text{ Ом.}$$

$$R_{я1} = \frac{R_{я2}}{\lambda} = \frac{0,567}{2,124} = 0,267 \text{ Ом.}$$

Усталене значення швидкості на першій ступіні:

$$\omega_c = \frac{U_n}{K\Phi} - \frac{M_c R_{я3}}{(K\Phi)^2} = \frac{220}{1,342} - \frac{78,4 \cdot 1,205}{(1,342)^2} = 111,48 \text{ 1/с}$$

Рівняння моменту і швидкості двигуна для першої ступіні

$$M_1 = M_c \left(1 - e^{-t/T_{м1}} \right) + M_1 e^{-t/T_{м1}} = 78,4 \cdot \left(1 - e^{-t/0,234} \right) + 245 e^{-t/0,234};$$

$$\omega = \omega_c \left(1 - e^{-t/T_{м1}} \right) = 111,48 \cdot \left(1 - e^{-t/0,234} \right),$$

де $T_{м1} = \frac{J R_{я3}}{(K\Phi)^2} = \frac{0,35 \cdot 1,205}{(1,342)^2} = 0,234 \text{ с}$ – електромеханічна стала часу при роботі

двигуна на першій ступіні. Електромеханічна стала часу на другій, третій пускових та природній характеристиках:

$$T_{м2} = \frac{J R_{я2}}{(K\Phi)^2} = \frac{0,35 \cdot 0,567}{(1,342)^2} = 0,11 \text{ с,}$$

$$T_{м3} = \frac{J R_{я1}}{(K\Phi)^2} = \frac{0,35 \cdot 0,267}{(1,342)^2} = 0,051 \text{ с,}$$

$$T_{м} = \frac{J r_{я}}{(K\Phi)^2} = \frac{0,35 \cdot 1,275}{1,342^2} = 0,024 \text{ с.}$$

Сумарний час перехідного процесу:

$$t_{пер} = (T_{м1} + T_{м2} + T_{м3}) \ln \frac{M_1 - M_c}{M_2 - M_c} + 4T_{м} =$$

$$= (0,234 + 0,11 + 0,051) \ln \frac{245 - 78,4}{115,35 - 78,4} + 4 \cdot 0,024 = 0,554 \text{ с.}$$

6.4. Перехідні процеси при гальмуванні противмиканням

Розглянемо спочатку перехідні процеси при гальмуванні противмиканням, шляхом зміни полярності прикладеної напруги або чергування фаз

асинхронного двигуна при активному моменті опору. Механічні характеристики, що відповідають цьому режиму, наведені на рис. 6.8.

Нехай перед початком гальмування двигун працює на природній характеристиці зі швидкістю ω_{c1} і був навантажений активним моментом опору. Для того, щоб скористатися рівняннями (6.12) та (6.14) для розрахунку перехідних процесів, варто визначити початкові та кінцеві (усталені) значення змінних, а також сталу часу T_m . При цьому потрібно мати на увазі, що при зменшенні швидкості до нуля під дією сумарного моменту двигуна та активного моменту навантаження починається розгін у зворотному напрямку. Потім при $\omega > -\omega_0$ під дією активного моменту навантаження двигун переходить у генераторний режим і лише при швидкості $\omega = -\omega_{ca}$ (рис. 6.8) настає усталений рух.

Початкове значення швидкості згідно з механічними характеристиками рис. 6.8 дорівнює усталеній швидкості в попередньому рушійному режимі $\omega_{поч} = \omega_{c1}$. При визначенні початкового значення гальмівного моменту варто виходити з того, що в розглянутій задачі зневажають електромагнітною інерційністю електричних кіл, тому струм, а отже, і момент двигуна змінюються стрибком при зміні полярності прикладеної напруги. Тобто при переході з характеристики 1 на характеристику 2 (рис. 6.8) $M_{поч} = -M_c$.

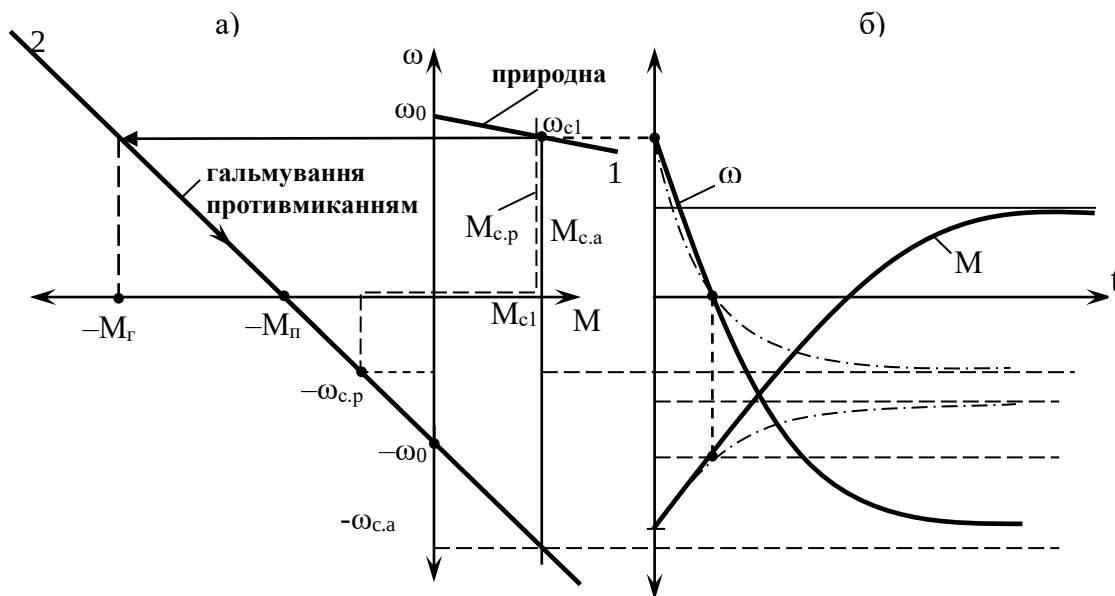


Рис. 6.8. Механічні характеристики та криві перехідного процесу при гальмуванні противмиканням: — активний момент опору; --- реактивний момент опору

У ролі кінцевих (усталених) значень змінних ω і M при користуванні рівняннями (6.12) і (6.14) необхідно завжди брати координати точки перетину механічної характеристики двигуна і характеристики активного моменту опору $M_{с.акт}$. Це зумовлено тим, що зазначені рівняння отримані для електроприводу з лінійними характеристиками, коли динамічний момент є також лінійною функцією швидкості, що має місце тільки при активному моменті опору.

Реактивний момент опору при зміні напрямку руху стрибком змінює знак, тому динамічний момент зазнає зміни також стрибком і не є лінійною функцією швидкості.

Таким чином, для розглянутого режиму гальмування маємо відповідно до рис. 6.8, а: $M_c = M_{c1}$; $\omega_c = -\omega_{c.a.}$.

З урахуванням зазначених початкових та кінцевих значень змінних рівняння моменту (6.12) і швидкості (6.14) можна подати у вигляді:

$$\left. \begin{aligned} M &= M_{c1} \left(1 - e^{-t/T_{m,z}} \right) - M_z e^{-t/T_{m,z}}; \\ \omega &= -\omega_{c.a} \left(1 - e^{-t/T_{m,z}} \right) + \omega_{c1} e^{-t/T_{m,z}}. \end{aligned} \right\} \quad (6.25)$$

Графіки перехідних процесів, що відповідають наведеним рівнянням, показані на рис. 6.8, б.

Для розрахунку часу гальмування необхідно в перший вираз (6.25) підставити $t = t_z$, при цьому згідно з рис. 6.8, а момент двигуна дорівнює пусковому $M = -M_n$. Підставляючи ці значення в перший вираз (6.25), одержимо після перетворення формулу для визначення тривалості перехідного процесу при гальмуванні противмиканням.

$$t_{n,z} = T_{m,z} \ln \frac{M_z + M_c}{M_n + M_c}, \quad (6.26)$$

де $T_{m,z} = \frac{J}{\beta} = \frac{J \Delta \omega}{\Delta M} = \frac{J \omega_{c1}}{M_z - M_n}$ – електромеханічна постійна часу, знайдена з урахуванням позначень рис. 6.8 (абсолютні значення M_z та M_n)

Як відомо, реактивний момент опору при переході швидкості через нуль стрибком змінює знак. Тому отримані вирази (6.25) придатні для розрахунку перехідних процесів при реактивному моменті тільки до зупинки приводу $\omega = 0$. Отже, до зупинки двигуна при реактивному M_c процес гальмування протікає подібно до того, як і при активному моменті опору (штрихові лінії рис. 6.8). При розгоні у зворотному напрямку потрібно знайти нові початкові та кінцеві значення моменту та швидкості й підставити їх у вихідні рівняння (6.12) і (6.14).

Згідно з рис. 6.8 маємо для реактивного моменту опору при розгоні в зворотному напрямку: $M_{nоч} = -M_n$, $M_c = -M_{c1}$, $\omega_{nоч} = 0$, $\omega_c = -\omega_{c.p.}$. З урахуванням цих значень одержимо з (6.12) і (6.14) вираз для моменту і швидкості при розгоні двигуна в зворотному напрямку і реактивному моменті опору:

$$\left. \begin{aligned} M &= -M_{c1} \left(1 - e^{-t/T_{м.з}} \right) - M_n e^{-t/T_{м.з}}; \\ \omega &= -\omega_{c.p} \left(1 - e^{-t/T_{м.з}} \right). \end{aligned} \right\} \quad (6.27)$$

Графіки перехідного процесу, що відповідають наведеним виразам, показані на рис. 6.8 пунктирними лініями.

Приклад 6.3. Для двигуна постійного струму незалежного збудження типу П 52 ($P_n = 8$ кВт, $U_n = 220$ В, $n_n = 1500$ об/хв, $I_n = 43,5$ А; $r_{я} = 0,27$ Ом; $J_{дв} = 0,1$ кг·м²) необхідно:

– визначити час гальмування противмиканням при вмиканні у коло якоря додаткового опору $R_0 = 3,5$ Ом, $\omega_{поч} = \omega_n$, $M_c = M_n = 57,7$ Н·м;

– записати рівняння для моменту і швидкості двигуна.

Прийняти сумарний зведений момент інерції приводу $J = 0,2$ кг·м²

Розв’язання. Номінальна кутова швидкість двигуна:

$$\omega_n = \frac{\pi n_n}{30} = \frac{3,14 \cdot 1500}{30} = 157 \text{ 1/с.}$$

Конструктивний коефіцієнт двигуна:

$$K\Phi = \frac{U_n - I_n r_{я}}{\omega_n} = \frac{220 - 43,5 \cdot 0,27}{157} = 1,326 \text{ В·с.}$$

Початкове значення гальмового моменту:

$$M_z = -\frac{(U_n + K\Phi \cdot \omega_n) K\Phi}{(R_0 + r_{я})} = -\frac{(220 + 1,326 \cdot 157) \cdot 1,326}{(0,27 + 3,5)} = -150,6 \text{ Н·м.}$$

Пусковий момент:

$$M_n = \frac{U_n K\Phi}{(R_0 + r_{я})} = \frac{220 \cdot 1,326}{(0,27 + 3,5)} = 77,4 \text{ Н·м.}$$

Електромеханічна стала часу в режимі гальмування противмиканням:

$$T_{м.з} = \frac{J}{\beta} = \frac{J \omega_n}{M_z - M_n} = \frac{0,2 \cdot 157}{150,6 - 77,4} = 0,429 \text{ с.}$$

Час гальмування противмиканням:

$$t_z = T_{м.з} \ln \frac{M_z + M_c}{M_n + M_c} = 0,429 \ln \frac{150,6 + 57,7}{77,4 + 57,7} = 0,195 \text{ с.}$$

Усталене значення швидкості при гальмуванні противмиканням і активному моменті опору відповідає режиму рекуперативного гальмування (рис. 6.8, а). При цьому абсолютне значення швидкості:

$$\omega_{c.a} = \frac{U}{K\Phi} + \frac{M_c(R_\partial + r_\pi)}{(K\Phi)^2} = \frac{220}{1,326} + \frac{57,7(0,27 + 3,5)}{1,326^2} = 315,1 \text{ 1/с.}$$

Рівняння моменту і швидкості двигуна в режимі гальмування противмиканням згідно з (6.25) мають вигляд:

$$M = M_c \left(1 - e^{-t/T_{M.z}} \right) - M_\partial e^{-t/T_{M.z}} = 57,7 \left(1 - e^{-t/0,429} \right) - 150,6 e^{-t/0,429};$$

$$\omega = -\omega_{c.a} \left(1 - e^{-t/T_{M.z}} \right) + \omega_{поч} e^{-t/T_{M.z}} = -315,1 \left(1 - e^{-t/0,429} \right) + 157 e^{-t/0,429}.$$

6.5. Перехідні процеси при динамічному гальмуванні двигуна постійного струму незалежного збудження

Припустимо, що перед початком гальмування двигун працює на природній характеристиці зі швидкістю $\omega = \omega_{c1}$ і навантажений активним моментом опору. Для реалізації режиму динамічного гальмування двигун відмикається від мережі й замикається на додатковий опір, значення якого вибирається з умови отримання необхідного початкового гальмового моменту $M_{поч} = -M_\partial$.

Залежності моменту і швидкості двигуна в часі можна одержати з виразів (6.12) і (6.14), підставляючи в них відповідні початкові та усталені значення (координати точки перетину механічної характеристики динамічного гальмування з характеристикою активного моменту). Оскільки $M_{поч} = -M_\partial$; $\omega_{поч} = \omega_{c1}$; $M_c = M_{c1}$; $\omega_c = -\omega_c$, то з урахуванням цих значень маємо з (6.12) і (6.14):

$$\left. \begin{aligned} M &= M_c \left(1 - e^{-t/T_{\partial.z}} \right) - M_\partial e^{-t/T_{\partial.z}}; \\ \omega &= -\omega_c \left(1 - e^{-t/T_{\partial.z}} \right) + \omega_{c1} e^{-t/T_{\partial.z}}, \end{aligned} \right\} \quad (6.28)$$

де $T_{\partial.z} = \frac{J}{\beta} = \frac{J\Delta\omega}{\Delta M} = \frac{J\omega_{c1}}{M_\partial}$ – електромеханічна стала часу при динамічному гальмуванні.

При активному моменті опору швидкість і момент двигуна зменшуються від початкових умов до нуля, а потім під дією активного статичного моменту відбувається рух у зворотному напрямку до швидкості $\omega = -\omega_c$, при якій момент двигуна, що змінив знак, врівноважує статичний момент.

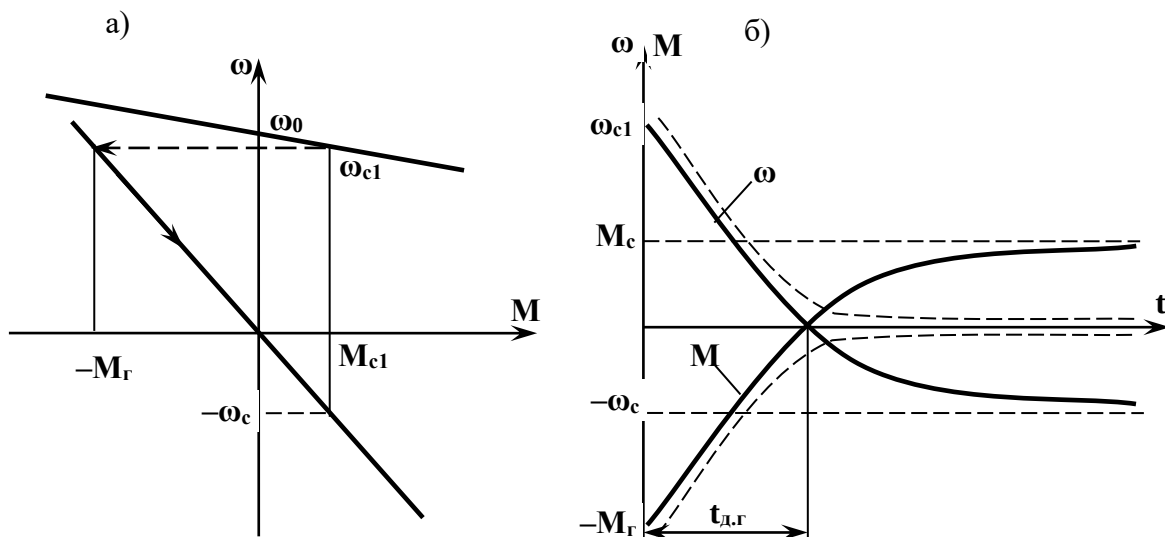


Рис. 6.9. Механічні характеристики (а) та криві перехідного процесу (б) при динамічному гальмуванні: ——— активний момент опору; - - - - реактивний момент опору

При реактивному моменті опору рух приводу в зворотному напрямку не відбувається і перехідний процес закінчується при $t = t_{\partial.2}$, коли $\omega = 0$ і $M = 0$.

З першого рівняння (6.28) можна визначити час динамічного гальмування, підставляючи $t = t_{\partial.2}$ і з огляду на те, що при зупинці двигуна гальмовий момент двигуна дорівнює нулю, одержимо:

$$0 = M_c \left(1 - e^{-t_{\partial.2}/T_{\partial.2}} \right) - M_z e^{-t_{\partial.2}/T_{\partial.2}}.$$

Розв'язуючи це рівняння відносно $t_{\partial.2}$, знаходимо:

$$t_{\partial.2} = T_{\partial.2} \ln \frac{M_z + M_c}{M_c}. \quad (6.29)$$

Приклад 6.4. Для двигуна П 52, номінальні дані якого наведені в прикладі 6.3, необхідно визначити час динамічного гальмування і записати вирази для моменту і швидкості двигуна. Прийняти: $R_\partial = 2 \text{ Ом}$; $J = 0,2 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$; $\omega_{\text{поч}} = \omega_n$, $M_c = M_n = 57,7 \text{ Н} \cdot \text{м}$.

Р о з в ' я з а н н я. Початкове значення гальмового моменту (абсолютне значення):

$$M_z = \frac{\omega_n (K\Phi)^2}{(R_d + r_a)} = \frac{157 \cdot 1,326^2}{(2+0,27)} = 121,6 \text{ Н}\cdot\text{м}.$$

Електромеханічна стала часу в режимі динамічного гальмування:

$$T_{d,z} = \frac{J(R_d + r_a)}{(K\Phi)^2} = \frac{0,2 \cdot (2 + 0,27)}{1,326^2} = 0,258 \text{ с}.$$

Час динамічного гальмування:

$$t_{d,z} = T_{d,z} \ln \frac{M_z + M_c}{M_c} = 0,258 \ln \frac{121,6 + 57,7}{57,7} = 0,293 \text{ с}.$$

Усталене абсолютне значення швидкості при активному моменті опору:

$$\omega_{c,a} = \frac{M_c (R_d + r_a)}{(K\Phi)^2} = \frac{57,7 \cdot (2 + 0,27)}{1,326^2} = 74,5 \text{ 1/с}.$$

Згідно з (6.28) рівняння моменту і швидкості двигуна в режимі динамічного гальмування:

$$\begin{aligned} M &= M_c \left(1 - e^{-t/T_{d,z}} \right) - M_z e^{-t/T_{d,z}} = 57,7 \left(1 - e^{-t/0,258} \right) - 121,6 e^{-t/0,258}; \\ \omega &= -\omega_{c,a} \left(1 - e^{-t/T_m} \right) + \omega_{нач} e^{-t/T_{d,z}} = -74,5 \left(1 - e^{-t/0,258} \right) + 157 e^{-t/0,258}. \end{aligned}$$

6.6. Тривалість механічних перехідних процесів в електроприводах з асинхронними двигунами

Механічна характеристика асинхронного двигуна суттєво не лінійна, тому досить простий вираз для часу перехідного процесу можна одержати тільки для випадку $M_c = 0$. При цьому рівняння руху $M = J d\omega/dt$. Підставивши в цей вираз рівняння моменту двигуна

$$M = \frac{2 \cdot M_{кр} (1 + \beta)}{\frac{S}{S_{кр}} + \frac{S}{S_{кр}} + 2\beta} \quad (6.30)$$

і замінивши $\frac{d\omega}{dt}$ на $-\omega_0 \frac{dS}{dt}$, одержимо:

$$\frac{2 \cdot M_{кр} (1 + \beta)}{\frac{S}{S_{кр}} + \frac{S}{S_{кр}} + 2\beta} = -j\omega_0 \frac{dS}{dt}, \quad (6.31)$$

$$\text{де } \beta = \alpha \cdot S_{кр} = \left(\frac{r_1}{r_2'} \right) \cdot S_{кр}.$$

Розподіливши змінні та проінтегрувавши це рівняння у межах від S_1 до S_2 , одержимо:

$$t_{пер} = \frac{J\omega_0 S_{кр}}{2 \cdot M_{кр} (1 + \beta)} \left[\frac{S_1^2 - S_2^2}{2 \cdot S_{кр}^2} + \ln \frac{S_1}{S_2} + \frac{2\beta}{S_{кр}} (S_1 - S_2) \right]. \quad (6.32)$$

Ця формула має загальний характер і придатна для розрахунку тривалості будь-якого перехідного процесу, пов'язаного зі зміною ковзання асинхронного двигуна.

При пуску без навантаження початкове ковзання $S_1 = 1$, а кінцеве S_2 близьке до нуля. У практичних розрахунках приймають $S_2 = 0,002 \dots 0,005$. Якщо прийняти $S_2 = 0,05$ (розгін до швидкості, що складає $0,95 \omega_0$), то час розгону:

$$t_{пер} = \frac{J\omega_0 S_{кр}}{2M_{кр} (1 + \beta)} \left(\frac{1}{2S_{кр}^2} + 3 + \frac{1,9\beta}{S_{кр}} \right). \quad (6.33)$$

Якщо прийняти $\beta = 0$ (знехтувати активним опором обмотки статора), тоді час розгону двигуна:

$$t_{роз} = \frac{J\omega_0}{M_{кр}} \left(\frac{1}{4 \cdot S_{кр}} + 1,5 \cdot S_{кр} \right), \quad (6.34)$$

тобто час розгону залежить від $S_{кр}$, пропорційного опору роторного кола.

Досліджуючи (6.34) на екстремум, можна встановити, що мінімальний час пуску двигуна досягається при $S_{кр} = 0,407$. При цьому площа, обмежена кривою $M = f(S)$, має максимальне значення, що відповідає також максимальному значенню середнього за час пуску моменту двигуна.

Час розгону двигуна без навантаження можна визначити також використовуючи середнє значення моменту двигуна:

$$t_{роз} = \frac{J\omega_0}{M_{сеп}}$$

Підставляючи в цей вираз значення $t_{роз}$ з (6.34), одержимо рівняння для середнього значення моменту двигуна при розгоні:

$$M_{сер.роз} = \frac{M_{кр} S_{кр}}{0,25 + 1,5 S_{кр}^2}, \quad (6.35)$$

величина якого при $S_{кр} = 0,407$ має максимальне значення і складає $M_{сер.роз} = 0,81 \cdot M_{кр}$.

При гальмуванні противмиканням, реалізованому перемиканням двох фаз статора, змінюється знак синхронної швидкості, при цьому ковзання $S = (-\omega_0 - \omega)/(-\omega_0) = (\omega_0 + \omega)/\omega_0$ при $M_c = 0$ змінюється від $S_1 = 2$ до $S_2 = 1$. З урахуванням цього знаходимо з (6.32) час гальмування:

$$t_z = \frac{J \omega_0 S_{кр}}{2 M_{кр} (1 + \beta)} \left(\frac{3}{2 S_{кр}^2} + 0,69 + \frac{2\beta}{S_{кр}} \right). \quad (6.36)$$

Якщо прийняти $\beta = 0$, то

$$t_z = \frac{J \omega_0 S_{кр}}{2 M_{кр}} \left(\frac{3}{2 \cdot S_{кр}^2} + 0,69 \right). \quad (6.37)$$

Час гальмування противмиканням має мінімальне значення при $S_{кр} = 1,47$.

Аналогічно попередньому випадку можна знайти середнє значення моменту двигуна при гальмуванні противмиканням

$$M_{сер.г} = \frac{M_{кр} S_{кр}}{0,75 + 0,345 S_{кр}^2}. \quad (6.38)$$

Якщо $S_{кр} = 1,47$, то середнє значення моменту при гальмуванні має максимальне значення і складає $0,98 \cdot M_{кр}$.

Знаючи середнє значення моменту двигуна при розгоні та гальмуванні, можна при $M_c = const$ визначити час розгону та гальмування при наявності навантаження.

$$t_{p(z)} = \frac{J \omega_c}{M_{сер.p(z)} \mp M_c}, \quad (6.39)$$

де знак (-) відноситься до режиму розгону, а знак (+) до режиму гальмування.

Час реверса можна розглядати як суму часу гальмування та розгону в зворотному напрямку.

При динамічному гальмуванні, як відзначалося вище, найчастіше статор відключається від мережі змінного струму і підключається на постійну напругу. При гальмуванні без навантаження ковзання $S = \omega/\omega_0$ змінюється від початкового значення $S_1 = 1$ до кінцевого S_2 , прийнятого в розрахунках рівним $S_2 = 0,05$. З урахуванням цього при $\beta = 0$ знаходимо з (6.32) час гальмування:

$$t_{z.d} = \frac{J\omega_0}{M_{кр.г}} \left(\frac{1}{4 \cdot S_{кр.г}} + 1,5S_{кр.г} \right). \quad (6.40)$$

Оскільки отриманий вираз збігається з (6.34), то значення середнього моменту двигуна при динамічному гальмуванні визначається за допомогою (6.35). Мінімальний час гальмування має місце при $S_{кр.г} = 0,407$.

6.7. Графоаналітичний метод розв'язання рівняння руху

У випадку нелінійних механічних характеристик двигуна або робочої машини використовують різні наближені методи інтегрування рівняння руху електроприводу. Найбільше поширення одержав метод скінчених приростів, який полягає у тому, що нескінченно малі збільшення $d\omega$ і dt замінюються $\Delta\omega$ і Δt . При цьому рівняння руху набуває вигляду:

$$M - M_c = J \frac{\Delta\omega}{\Delta t}, \quad (6.41)$$

у якому ліва частина визначає динамічний момент. Для розрахунку перехідних процесів за (6.41) необхідно:

- побудувати механічну характеристику двигуна $M = f(\omega)$ (рис. 6.10);
- побудувати механічну характеристику робочої машини $M_c = f(\omega)$;
- графічним способом знайти різницю між $M = f(\omega)$ і $M_c = f(\omega)$ і побудувати залежність $M_{дин} = f(\omega)$;
- отриману залежність $M_{дин} = f(\omega)$ розбивають на ділянки (заміняють ступінчастою кривою). Точність розрахунку тим вище, чим на більшу кількість ділянок розбита крива $M_{дин} = f(\omega)$;
- знаючи значення $\Delta\omega$ і відповідні їм значення $M_{дин}$, знаходять із рівняння (6.41) відповідний приріст часу на кожній ділянці

$$\Delta t_i = \frac{J\Delta\omega_i}{M_{дин.i}}; \quad (6.42)$$

- на основі отриманих даних будується залежність $\omega = f(t)$;
- використовуючи механічну характеристику двигуна $M = f(\omega)$ та отриману криву $\omega = f(t)$, будується залежність $M = f(t)$.

Для цього для ряду значень $\omega = f(t)$ знаходять за допомогою статичної характеристики $M = f(\omega)$ відповідне значення моменту та будують залежність $M = f(t)$ (рис. 6.11).

Час пуску

$$t_n = \sum_{i=1}^m \Delta t_i, \quad (6.43)$$

де m – кількість ділянок.

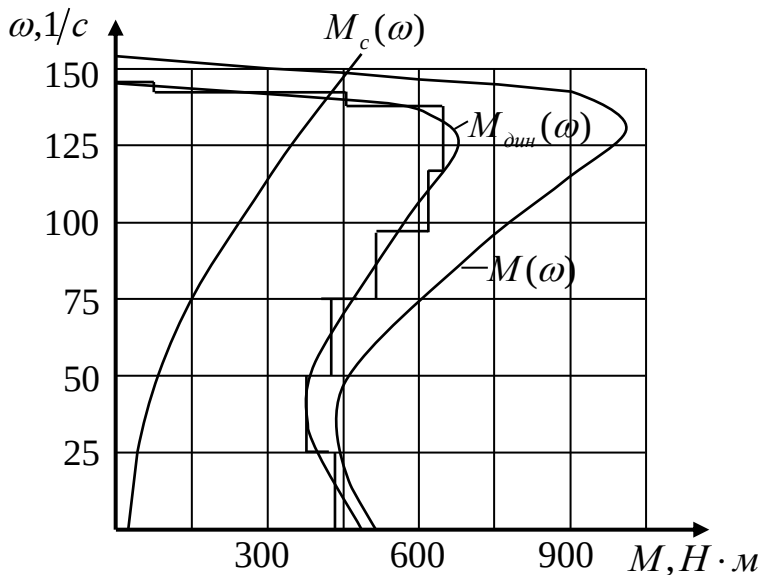


Рис. 6.10. До графоаналітичного метода розрахунку механічних перехідних процесів асинхронного електроприводу з вентиляторним навантаженням

Приклад 6.5. Визначити час пуску і побудувати графіки швидкості $\omega = f(t)$ і моменту двигуна $M = f(t)$ електроприводу осьового вентилятора з короткозамкнутим асинхронним двигуном. Номінальні дані двигуна: $P_n = 75$ кВт, $n_n = 1470$ об/хв, $J_{\delta} = 1,85$ кг·м². Момент інерції вентилятора, розташованого на одному валу з двигуном, $J_g = 26$ кг·м². Механічні характеристики двигуна та вентилятора наведені на рис. 6.10.

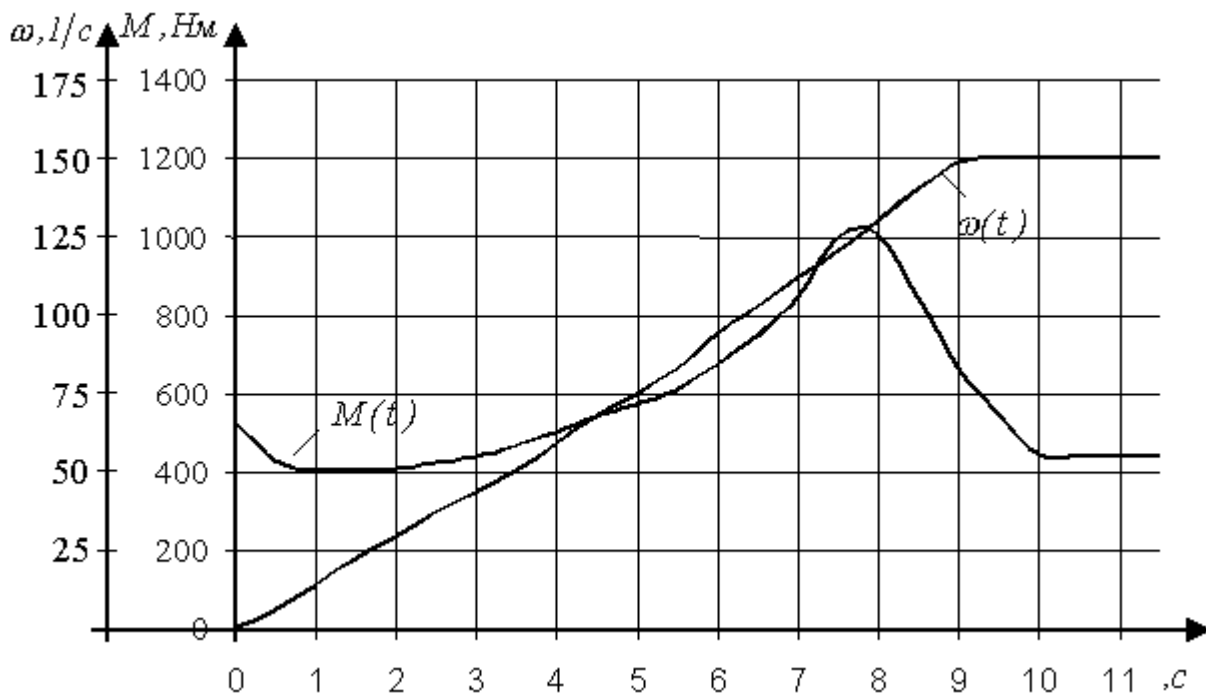


Рис. 6.11. Графіки перехідного процесу до прикладу 6.5

Р о з в ' я з а н н я. Номінальний момент двигуна

$$M_n = 9550 \cdot \frac{P_n}{n_n} = \frac{9550 \cdot 75}{1470} = 488 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Номінальна кутова швидкість двигуна

$$\omega_n = \frac{\pi n_n}{30} = \frac{3,14 \cdot 1470}{30} = 153,9 \text{ 1/с}.$$

Сумарний момент інерції

$$J = J_{\text{дв}} + J_{\text{г}} = 1,85 + 26 = 27,85 \text{ кг} \cdot \text{м}^2.$$

Швидкість ідеального холостого ходу

$$\omega_0 = \frac{\pi n_0}{30} = \frac{3,14 \cdot 1500}{30} = 157 \text{ 1/с}.$$

Графічна побудова кривої динамічного моменту $M_{\text{дин}} = f(\omega)$ і заміна її ступінчастим графіком виконані на рис. 6.10.

Дані розрахунку Δt_i , $\sum(\Delta t_i)$, $\omega(t)$ і $M(t)$, виконані за формулами (6.42) і (6.43) для кожної з восьми ділянок, наведені в табл. 6.1.

Таблиця 6.1

№	$\Delta\omega$	$\omega = \sum \Delta\omega$	$M_{дин}$	Δt	$t = \sum \Delta t$	$M(t)$
1	25	25	420	1,65	1,65	420
2	25	50	390	1,78	3,43	480
3	25	75	410	1,7	5,13	585
4	20	95	495	1,12	6,25	720
5	20	115	570	0,98	7,23	900
6	20	135	650	0,86	8,11	990
7	8	143	450	0,5	8,61	750
8	5	148	90	1,55	10,10	450

6.8. Формування перехідних процесів у системі керований перетворювач – двигун

При живленні електродвигунів від керованих перетворювачів напруги або частоти є можливість змінювати керуючі впливи $\omega_0 = f(t)$ не стрибком, а плавно. Закон зміни $\omega_0 = f(t)$ формується таким чином, щоб одержати перехідний процес, близький до оптимального. Це дозволяє зменшити динамічні навантаження та суттєво знизити втрати енергії в перехідних режимах, не вводячи додаткові опори у силове коло.

Розглянемо перехідні процеси при лінійній зміні керуючого впливу

$$\omega_0(t) = \varepsilon_n t, \quad (6.45)$$

який може бути реалізований за допомогою задавача інтенсивності зміною за лінійним законом напруги, прикладеної до якоря двигуна постійного струму $\omega_0(t) = U/K\Phi$, або частоти напруги живлення для асинхронного двигуна $\omega_0(t) = 2\pi f_1/p$.

Для двигуна постійного струму прискорення приводу $\varepsilon_n = a_{np}/K\Phi$ пропорційне темпу зростання a_{np} напруги перетворювача.

З урахуванням (6.45) отриманий раніше вираз (6.8) набуває вигляду

$$T_m p\omega + \omega = \varepsilon_n t - \Delta\omega_c. \quad (6.46)$$

При реактивному моменті опору швидкість двигуна дорівнює нулю доти, поки момент двигуна не стане рівним моменту опору. Протягом цього часу $t = t_0$ електромеханічний перехідний процес не відбувається. При цьому збільшується тільки пусковий момент двигуна.

$$M = \beta\omega_0 = \beta\varepsilon_n t,$$

де β – модуль жорсткості механічної характеристики.

Для зручності розрахунків перенесемо початок відліку часу в точку $t = t_0$, з якої починається електромеханічний перехідний процес. З урахуванням цього вираз (6.46) запишеться у вигляді:

$$T_m p \omega + \omega = \varepsilon_n t. \quad (6.47)$$

Розв'язання (6.47) будемо шукати у вигляді суми вільної $\omega_{\text{в}}$ та вимушеної ω_{np} складових перехідного процесу (загального й часткового):

$$\omega = \omega_{\text{в}} + \omega_{\text{np}}. \quad (6.48)$$

Ліва частина рівняння (6.47) має тільки один дійсний корінь $p_1 = -1/T_m$, тому вільна складова

$$\omega_{\text{в}} = C e^{-t/T_m}. \quad (6.49)$$

Оскільки права частина (6.47) лінійно залежить від часу, то вимушену складову варто шукати у вигляді:

$$\omega_{\text{np}} = \varepsilon_n t + C_1. \quad (6.50)$$

Підставляючи (6.49) і (6.50) у (6.48), одержимо

$$\omega = C e^{-t/T_m} + \varepsilon_n t + C_1. \quad (6.51)$$

Вираз (6.47) справедливий для будь-якого режиму, включаючи й усталений. Тому для визначення сталої інтегрування C_1 необхідно в (6.47) підставити ω_{np} і $d\omega_{\text{np}}/dt$, знайдених із (6.50).

При цьому одержимо:

$$T_m \varepsilon_n = \varepsilon_n t + C_1 = \varepsilon_n t, \quad (6.52)$$

звідки знаходимо $C_1 = -T_m \varepsilon_n$.

Підставляючи знайдене значення C_1 в (6.51), отримаємо:

$$\omega = C e^{-t/T_m} + \varepsilon_n t - T_m \varepsilon_n. \quad (6.53)$$

Використовуючи початкові умови $t = 0$, $\omega = 0$, одержимо з (6.53) $C = T_m \varepsilon_n$. З урахуванням цього значення вираз (6.53) набуває вигляду:

$$\omega = \varepsilon_n t - T_m \varepsilon_n \left(1 - e^{-t/T_m} \right). \quad (6.54)$$

У наведеному виразі складова

$$T_m \varepsilon_n = \frac{M_{\text{дин}} R_{\text{я}}}{(K\Phi)^2} = \Delta \omega_{\text{дин}}$$

характеризує спад швидкості, зумовлений динамічним моментом (рис. 6.12.)

Якщо в рівняння руху підставити значення $\frac{d\omega}{dt}$ з (6.54), то одержимо вираз для моменту двигуна:

$$M = M_c + J\varepsilon_n \left(1 - e^{-t/T_m}\right) = M_c + M_{\text{дин}} \left(1 - e^{-t/T_m}\right). \quad (6.55)$$

Розглянемо характерні режими роботи:

1. Пуск без навантаження. Побудовані за допомогою (6.54) і (6.55) графіки перехідних процесів при пуску приводу вхолосту наведені на рис. 6.12, з якого випливає, що момент двигуна при $t \geq 3T_m$ досягає свого усталеного значення і без утручання САК підтримується на постійному рівні. При цьому прискорення двигуна залишається сталим, а кутова швидкість змінюється за лінійним законом з таким же темпом, як і керуючий вплив ω_0 , що викликав перехідний процес. Причому графік $\omega = f(t)$ розташовується правіше $\omega_0 = f(t)$ на величину T_m , ординати цих кривих відрізняються на $\varepsilon_n T_m = \Delta\omega_{\text{дин}}$ (рис. 6.12).

Максимальне значення моменту двигуна при пуску без навантаження $M_{\text{max}} = J\varepsilon_n$ визначається заданим темпом зміни керуючого впливу. Використовуючи задавач інтенсивності, можна в широких межах регулювати прискорення приводу, чим шире користуються на практиці.

Мінімальний час пуску, при якому момент двигуна не перевищує допустимого значення

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

Якщо прийняти $M_{\text{дон.}} = 2M_n$, а $\beta = 20 \frac{M_n}{\omega_{01}}$, що справедливо для більшості машин середньої потужності звичайного виконання, то одержимо:

$$t_{\text{min}} = \frac{J20M_n}{2M_n} = \frac{10J}{\beta} = 10T_m.$$

Другий етап пуску при $t \geq t_{\text{но}}$ (рис. 6.12) відбувається тоді, коли керуючий вплив $\omega_0 = f(t)$ досягає усталеного значення і залишається сталим. Для цієї ділянки пуску кутову швидкість і момент двигуна зручно розраховувати, увівши новий відлік часу, починаючи з точки $t = t_{\text{но}}$. При цьому в позначеннях, прийнятих на рис. 6.12, маємо:

$$\left. \begin{aligned} \omega &= \omega_{01} \left(1 - e^{-t/T_M} \right) + \omega_A e^{-t/T_M}; \\ M &= M_{\text{ноч}} e^{-t/T_M} = M_{\text{max}} e^{-t/T_M}. \end{aligned} \right\} \quad (6.56)$$

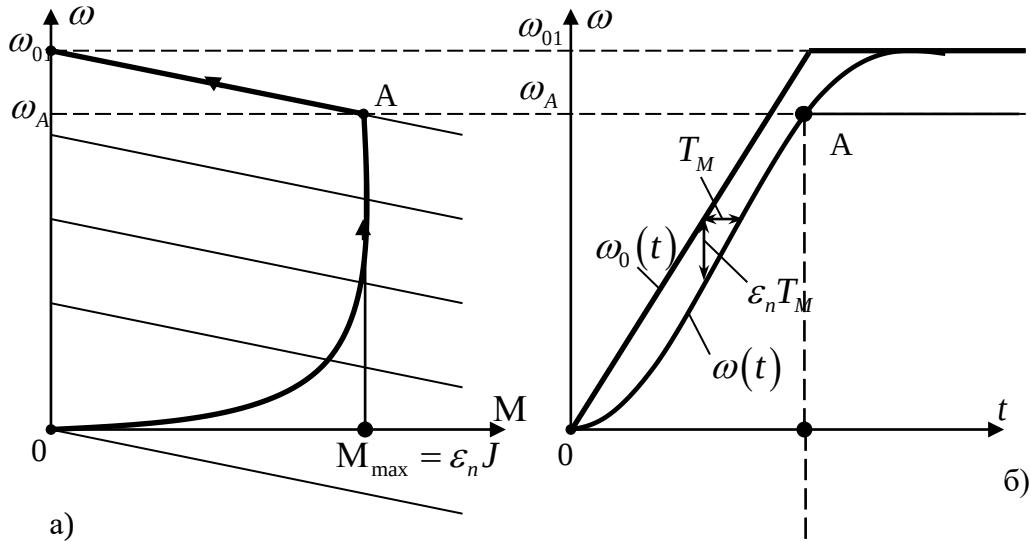
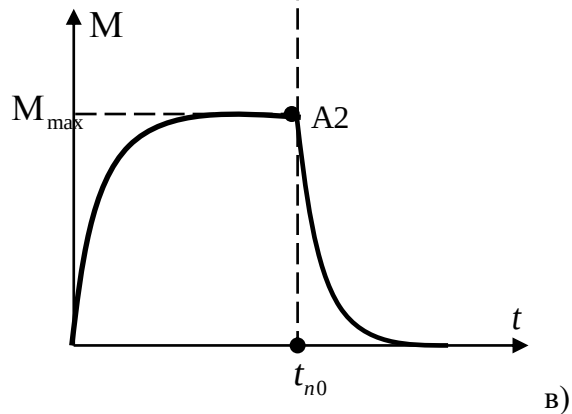


Рис. 6.12. Механічні характеристики приводу (а) і графіки перехідних процесів (б, в) при пуску без навантаження



На цьому етапі пуску перехідні процеси протікають так само, як і при постійному керуючому впливі $\omega_0 = \text{const}$ і $M_c = \text{const}$ відповідно до отриманих раніше виразів (6.12) і (6.14).

Усі розглянуті вище величини і залежності мають очевидний фізичний зміст. Так, наприклад, для системи керування перетворювач із двигуном постійного струму (система КП-Д). $\omega(t) = \frac{(e_{\text{пер}} - I_{\text{я}} r_{\text{я}})}{K\Phi} = \frac{e_{\text{дв}}(t)}{K\Phi}$

Отже, крива $\omega_0 = f(t)$ являє собою в деякому масштабі закон зміни у часі ЕРС перетворювача $\omega_0(t) = \frac{e_{\text{пер}}(t)}{K\Phi}$, а крива $\omega = f(t)$ – ЕРС двигуна у тім же масштабі.

Різниця цих величин визначає струм у колі якоря

$$i_{\text{я}}(t) = \frac{e_{\text{пер}}(t) - e_{\text{дв}}(t)}{R_{\text{я}}},$$

отже, момент двигуна $M = K\Phi i_a(t)$.

2. Пуск з реактивним моментом опору. При пуску з реактивним моментом опору двигун залишається нерухомим доти, поки його момент не стане рівним M_c (рис. 6.13, б при $t = t_0$). На цьому етапі момент двигуна змінюється по лінійному закону до значення $M = M_c = \varepsilon_n t_0 \beta$, відповідно до росту ω_0 . З моменту часу $t = t_0$ починається електромеханічний перехідний процес і продовжується до t_{n1} .

Розрахунок перехідного процесу з моменту t_0 до t_{n1} виконується за приведеними рівняннями (6.54) і (6.55) з урахуванням нового відліку часу, починаючи з t_0 .

На початку другого етапу момент і швидкість двигуна змінюються по експоненті. По закінченню часу $t \approx 3T_m$ момент двигуна досягає максимального значення і залишається сталим до закінчення перехідного процесу (настав усталений динамічний режим), викликаного зміною керуючого впливу.

Залежність $\omega_c(t) = \omega_0(t) - \Delta\omega_c$ (рис. 6.13) одержується зменшенням всіх ординат $\omega_0(t)$ на величину $\Delta\omega_c$. Швидкість двигуна $\omega(t)$ при пуску під навантаженням, у відмінності від попереднього випадку $M_c = 0$, розташовується тепер правіше за $\omega_c(t)$ (а не $(\omega_0(t))$) на величину T_m , а ординати цих кривих, як і раніше, відрізняються на величину $\varepsilon_n T_m$ (рис. 6.13).

Третя ділянка перехідного процесу описується виразом (6.56), аналогічним відповідному етапу при пуску вхолосту (рис. 6.12.), з тією лише різницею, що при $M_c \neq 0$ графіки $\omega_0(t)$ і $\omega(t)$ не збігаються в усталеному режимі, а відрізняються на величину $\Delta\omega_c$.

Аналізуючи перехідні процеси пуску, видно, що вони ближчі до оптимальних завдяки тому, що момент двигуна залишається практично сталим.

Використання замкнутих систем керування дає змогу усунути швидкісну похибку і ще більше наблизити процес пуску до оптимального.

3. Пуск під навантаженням з активним моментом опору. Характер перехідного процесу для цього випадку залежить від початкових умов першого етапу. Припустимо, що в підйомному механізмі розгальмовується вантаж і одночасно починає рости керуючий вплив ω_0 , наприклад, для приводу постійного струму напруга перетворювача. У цьому випадку при $t = 0$ під дією активного моменту опору двигун починає обертатися в зворотному напрямку. Тому початковим умовам при $t = 0$ відповідає: $\omega_{ноч} = 0$; $\omega_0 = \varepsilon_n t$; а перепад статичної швидкості складає $-\Delta\omega_c$, визначений точкою перетину лінії активного моменту опору з механічною характеристикою двигуна, що відповідає $U_{np} = 0$ (динамічне гальмування).

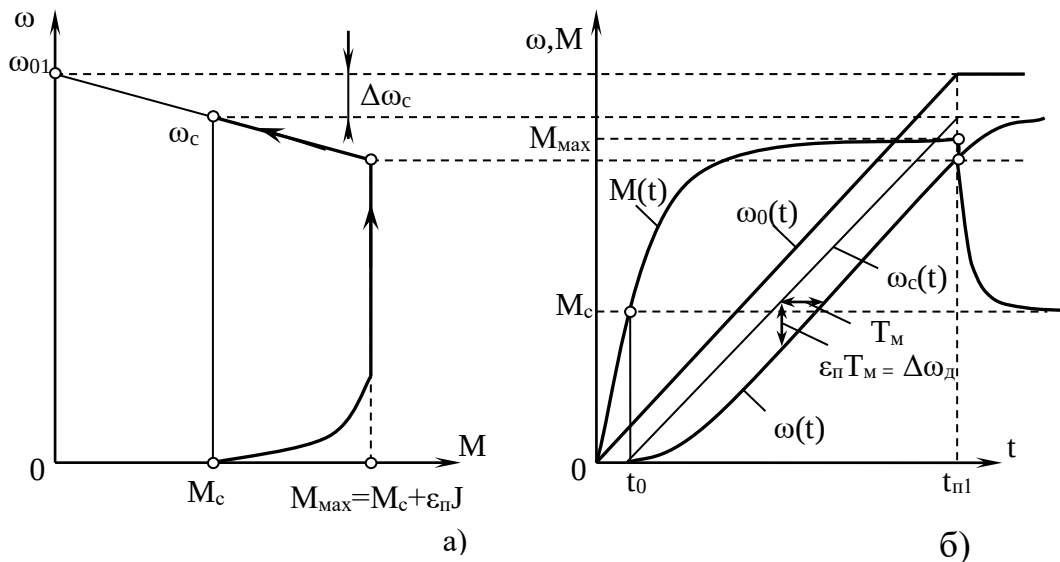


Рис. 6.13. Механічні характеристики (а) і графіки перехідних процесів (б) при пуску з реактивним моментом навантаження

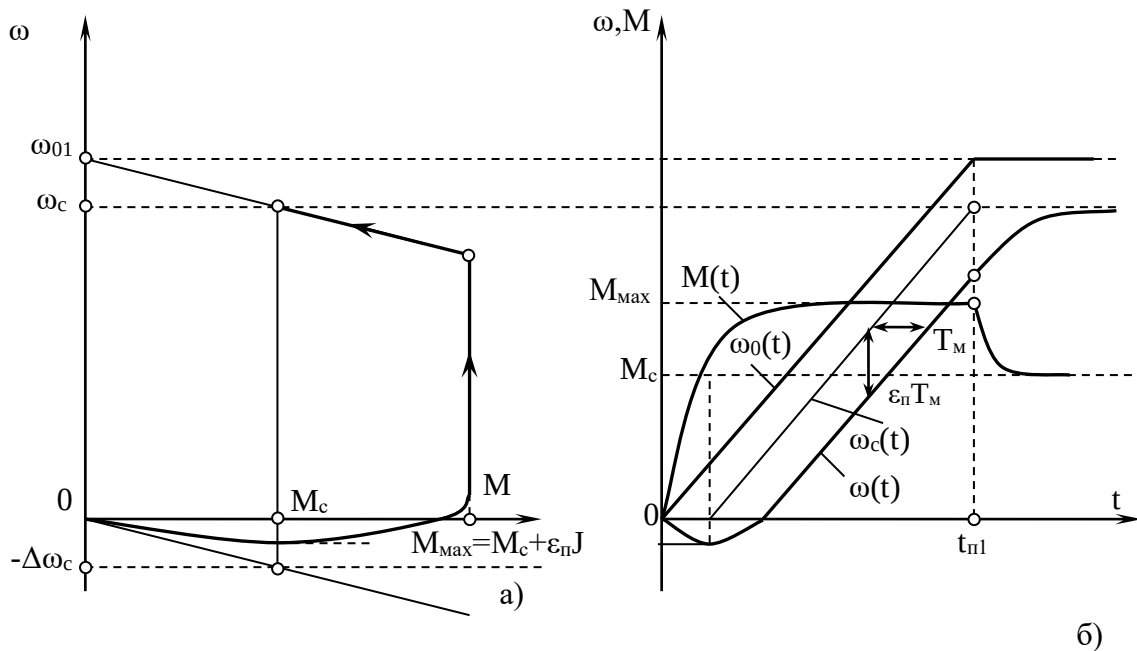


Рис. 6.14. Механічні характеристики (а) і графіки перехідних процесів (б) при пуску з активним моментом навантаження

З урахуванням цих початкових умов рівняння для швидкості приводу можна записати так:

$$\omega = \varepsilon_n t - (\Delta\omega_c + T_m \varepsilon_n) \cdot \left(1 - e^{-t/T_m}\right). \quad (6.57)$$

Графік швидкості $\omega(t)$ розташовується, як і при реактивному моменті опору, правіше за пряму $\omega_c(t)$ на величину T_m .

4. Гальмування приводу з навантаженням. Для реалізації режиму гальмування необхідно напругу або частоту перетворювача (керуючий вплив) зменшувати за лінійним законом. При наявності статичного

навантаження гальмування починається зі швидкості $\omega = \omega_c$, що відповідає даному M_c (рис. 6.15).

Для першого етапу гальмування, коли ω_0 змінюється від ω_{01} до нуля швидкість визначається за формулою

$$\omega = \omega_c - \varepsilon_\omega t + \varepsilon_\omega T_m \cdot \left(1 - e^{-t/T_m}\right), \quad (6.58)$$

де ε_ω – кутове уповільнення приводу при гальмуванні, пропорційне темпу зміни напруги або частоти перетворювача.

Момент двигуна визначається як

$$M = M_c - J\varepsilon_\omega \left(1 - e^{-t/T_m}\right). \quad (6.59)$$

На другому етапі при $t \geq t_{c1}$, коли двигун працює на статичній механічній характеристиці з $\omega_0 = 0$ (динамічне гальмування), то при реактивному моменті опору кутова швидкість і момент двигуна зменшуються по експоненті до нуля.

У випадку активного моменту опору при $\omega = 0$ і $t \geq t_{c2}$ відбувається розгін приводу в протилежному напрямку до швидкості $\omega = -\Delta\omega_c$, як показано штриховою лінією на рис. 6.15. Момент двигуна при цьому досягає значення, рівного моменту опору і врівноважує його.

На закінчення необхідно зазначити:

- при лінійній зміні керуючого впливу ω_0 швидкість двигуна, за винятком початкової ділянки, також змінюється за лінійним законом;

- змінюючи темп наростання ω_0 можна в широких межах регулювати прискорення приводу. Цим положенням користуються в автоматизованому електроприводі, застосовуючи задавачі інтенсивності;

- при лінійній зміні керуючого впливу струм (момент двигуна) якоря без втручання системи автоматичного керування залишається сталим, що дає змогу формувати перехідні процеси, близькі до оптимальних;

- динамічний момент не залежить від M_c і визначається тільки темпом зміни керуючого впливу (напруги живлення для двигунів постійного струму або частоти для асинхронних двигунів).

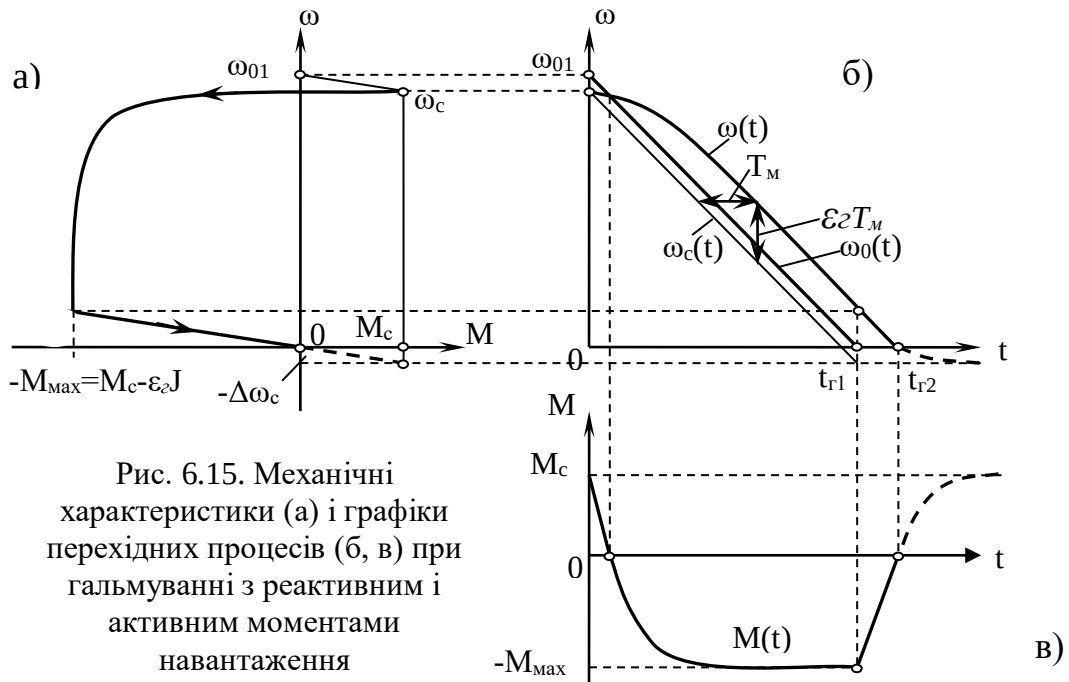


Рис. 6.15. Механічні характеристики (а) і графіки перехідних процесів (б, в) при гальмуванні з реактивним і активним моментами навантаження

6.9. Перехідні процеси в системі Г-Д

У системі Г-Д, як уже відзначалося, регулювання швидкості приводу реалізується зміною напруги, що подається на обмотку збудження генератора. Однак унаслідок значної інерційності обмотки збудження ЕРС генератора змінюється з деяким запізнюванням. Механічна інерція рухомих елементів приводу викликає запізнювання зміни швидкості двигуна стосовно ЕРС генератора. Оскільки ці два явища протікають одночасно, то з'ясувати поведінку приводу у динаміці можливо лише при дослідженні електромеханічних перехідних процесів.

Для одержання аналітичних залежностей, що характеризують перехідні процеси в системі Г-Д, прийемо такі допущення: відсутнє насичення магнітного кола генератора, при цьому $e_z = \kappa_z i_z$; кутова швидкість генератора постійна; відсутня реакція якоря; зневажають впливом гістерезиса і вихрових струмів; магнітний потік двигуна $\Phi = const$; не враховується індуктивність якорного кола; тому що вона мала в порівнянні з індуктивністю обмотки збудження.

Вихідні вирази:

– рівняння напруги для кола обмотки збудження генератора

$$U_z = i_z R_z + L_z \frac{di_z}{dt}; \quad (6.60)$$

– рівняння напруги якорного кола системи Г-Д

$$e_{\Gamma} = e_{дв} + i_{я} R_{я} = K\Phi\omega + i_{я} R_{я}; \quad (6.61)$$

– рівняння руху

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}, \text{ або } i_{\text{я}} - I_c = \frac{J}{K\Phi} \cdot \frac{d\omega}{dt}, \quad (6.62)$$

де $R_{\text{я}} = r_{\text{я.з}} + r_{\text{я.дов.}}$ – сумарний опір якінного кола.

Поділивши (6.60) на R_3 і помноживши на κ_2 , отримаємо

$$E_2 = e_2 + T_3 \frac{de_2}{dt}, \quad (6.63)$$

де $E_2 = \frac{U_3}{R_3} K_2 = I_3 K_2$ – усталене значення ЕРС генератора; $T_3 = L_3 / R_3$ –

електромагнітна стала часу обмотки збудження.

Згідно з (6.61)

$$\frac{de_2}{dt} = K\Phi \frac{d\omega}{dt} + R_{\text{я}} \frac{di_{\text{я}}}{dt}. \quad (6.64)$$

Із (6.62) маємо

$$\left. \begin{aligned} i_{\text{я}} &= I_c + \frac{J}{K\Phi} \cdot \frac{d\omega}{dt}; \\ \frac{di_{\text{я}}}{dt} &= \frac{J}{K\Phi} \cdot \frac{d^2\omega}{dt^2}. \end{aligned} \right\} \quad (6.65)$$

Підставляючи (6.64) і (6.65) у (6.63), одержимо після перетворення рівняння, що описує перехідні процеси в системі Г-Д

$$T_3 T_m p \omega + (T_m + T_3) p \omega + \omega = \omega_0 - \Delta \omega_c, \quad (6.66)$$

де $T_3 = L_3 / R_3$ – електромагнітна стала часу обмотки збудження; $T_m = \frac{J R_{\text{я}}}{(K\Phi)^2} = \frac{J}{\beta}$

– електромеханічна стала часу приводу.

Характеристичне рівняння $T_3 T_m p^2 + (T_m + T_3) p + 1 = 0$ має корені:

$$p_1 = -\frac{1}{T_3}; \quad p_2 = -\frac{1}{T_m}. \quad (6.67)$$

Оскільки корені дійсні і від'ємні, то незалежно від співвідношення сталих часу, перехідний процес у системі Г-Д при прийнятих припущеннях є аперіодичним.

Характеристичне рівняння має два корені, тому вільна складова перехідного процесу (загальне розв'язання) є сумою двох експонент. З урахуванням цього вираз для швидкості можна записати у вигляді:

$$\omega = \omega_c + \omega_{np} = C_1 e^{-t/T_3} + C_2 e^{-t/T_m} + \omega_c, \quad (6.68)$$

де $\omega_{np} = \omega_c$ – частковий розв'язок рівняння (6.66), що відповідає усталеному режиму.

Підставляючи в рівняння руху (6.62) похідну швидкості з (6.68), одержимо вираз для струму якоря:

$$i = I_c + \frac{J}{K\Phi} \left(\frac{C_1}{T_3} e^{-t/T_3} + \frac{C_2}{T_m} e^{-t/T_m} \right). \quad (6.69)$$

Отримані вирази (6.68) і (6.69) дозволяють проаналізувати перехідні процеси в системі Г-Д при різних режимах роботи (пуск, гальмування, реверс та ін.). Для цього необхідно лише в кожному конкретному випадку, виходячи з початкових умов, знайти сталі інтегрування C_1 і C_2 .

Так, наприклад, при пуску двигуна шляхом ступінчатого включення обмотки збудження генератора на постійну напругу початкове значення швидкості $\omega_{поч} = 0$. Розгін двигуна починається лише тоді, коли момент двигуна буде дорівнювати M_c , отже $I_{я.поч} = I_c$. Протягом паузи $t \leq t_0$ ЕРС двигуна дорівнює нулю і струм якоря буде змінюватися до I_c по експоненті подібно до того, як змінюється ЕРС генератора.

Час паузи t_0 визначається як

$$t_0 = T_3 \ln \frac{I_{к.з.}}{I_{к.з.} - I_c},$$

де $I_{к.з.} = E_c / R_{я}$ – струм короткого замикання.

Подальший процес при $t > t_0$ описується рівнянням (6.68) і (6.69) при початкових значеннях: $\omega_{поч} = 0$; $\frac{d\omega}{dt} = 0$; $i_{я.поч} = I_c$, з урахуванням яких сталі

інтегрування: $C_1 = -\frac{\omega_c \cdot T_3}{T_3 - T_m}$; $C_2 = \frac{\omega_c \cdot T_m}{T_3 - T_m}$. Підставляючи знайдені значення C_1 і

C_2 у (6.68) і (6.69) одержимо:

– вираз для швидкості в системі Г-Д при пуску

$$\omega = \omega_c - \frac{\omega_c}{T_3 - T_m} \cdot \left(T_3 e^{-t/T_3} - T_m e^{-t/T_m} \right); \quad (6.70)$$

– вираз для струму якоря

$$i_{\text{я}} = I_c + \frac{J\omega_c}{K\Phi(T_3 - T_M)} \cdot \left(e^{-t/T_3} - e^{-t/T_M} \right). \quad (6.71)$$

а)

б)

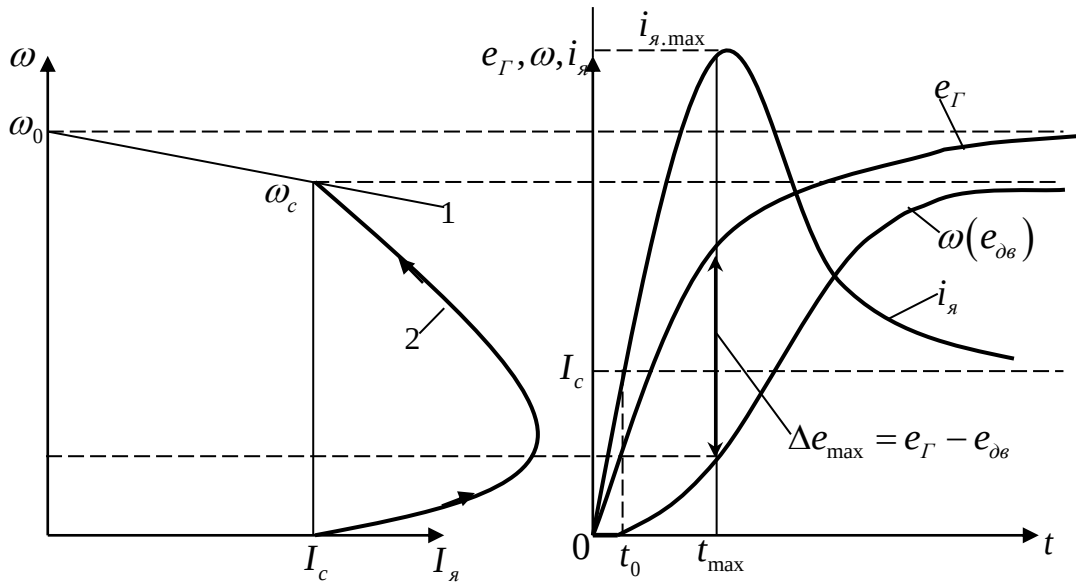


Рис. 6.16. Механічна характеристика (а) і криві перехідного процесу (б) при пуску двигуна в системі Г-Д з реактивним моментом опору: 1 – статична, 2 – динамічна механічні характеристики

Узявши з (6.71) похідну і прирівнявши її до нуля, можна знайти час t_{max} , при якому струм якоря досягає максимального значення (рис. 6.16).

$$t_{\text{max}} = \frac{T_M \cdot T_3}{T_3 - T_M} \ln \frac{T_3}{T_M}.$$

Підставивши $t = t_{\text{max}}$ в (6.71), одержимо вираз для максимального струму в колі якоря

$$i_{\text{я.max}} = \frac{T_M}{T_3} \left(I_{\text{к.з}} - I_c \right)^{T_3/(T_3 - T_M)} + I_c. \quad (6.72)$$

При пуску без навантаження розгін двигуна почнеться одразу ж після появи струму в колі якоря і протікає відповідно до рівнянь (6.68) і (6.69) при початкових умовах: $\omega_{\text{поч}} = 0$; $\frac{d\omega}{dt} = 0$; $i_{\text{я.поч}} = 0$. Кінцеві значення $i_{\text{я}} = 0$; $\omega = \omega_0$.

Наведені вище вирази показують, що характер перехідних процесів у системі Г-Д залежить як від електромеханічної сталої часу приводу T_M , так і

сталої часу обмотки збудження генератора T_z . Залежно від потужності двигуна співвідношення сталих часу може бути різним. У приводах потужністю кілька кіловат $T_z = 0,1 \dots 0,3$ с. У потужних приводах (реверсивні прокатні стани, шахтні підйомні установки, екскаватори та ін.) $T_z = 2 \dots 5$ с, у той час як $T_m = 0,05 \dots 0,3$. У цьому випадку при визначенні тривалості перехідних процесів можна враховувати лише сталу часу обмотки збудження генератора, нехтуючи електромеханічною сталою часу, через її відносну малість. При цьому швидкість двигуна

$$\omega \approx \omega_0 \left(1 - e^{-t/T_z} \right) \quad (6.73)$$

змінюється при великих T_z досить повільно, що вимагає застосування спеціальних рішень для прискорення (форсування) перехідних процесів.

6.10. Форсування перехідних процесів у системі Г-Д

Пуск, гальмування, реверс і регулювання швидкості в системі Г-Д відбувається шляхом відповідних перемикачів і зміною напруги в колі обмотки збудження. При значній потужності приводу виникає проблема прискорення (форсування) перехідних процесів, тому що час зростання напруги потужного генератора до номінального значення великий (дорівнює $(3 \dots 4)T_z$), що дозволяє реалізувати лише $3 \dots 4$ реверса на хвилину, а потрібно у ряді випадків $15 \dots 20$.

Форсування перехідних процесів в обмотках збудження машин постійного струму, незважаючи на відмінності конкретних способів, досягається збільшенням напруги, прикладеної до обмотки збудження (рис. 6.17). Ступінь збільшення напруги характеризується коефіцієнтом форсування $\alpha = U_z / U_{z,n}$. При досягненні струмом збудження необхідного значення зменшують прикладену напругу.

Іноді для зменшення сталої часу T_z вмикають в коло збудження додатковий опір, що ввімкнений постійно, або вмикається лише при досягненні струмом збудження номінального значення.

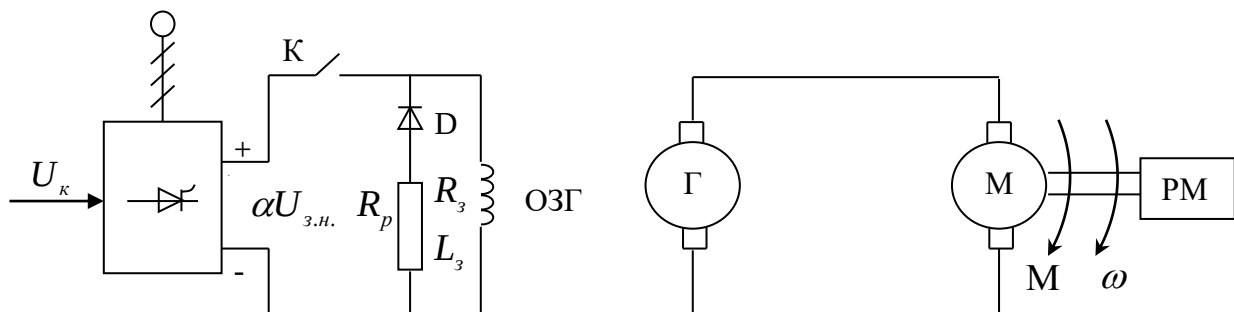


Рис. 6.17. Форсування перехідних процесів збільшенням напруги, прикладеної до обмотки збудження

Якщо до обмотки збудження прикладена підвищена напруга $\alpha \cdot U_{z,n}$, то струм у ній описується рівнянням

$$i_3 = \alpha \cdot I_{3.H} \left(1 - e^{-t/T_3} \right), \quad (6.74)$$

де $\alpha \cdot I_{3.H} = \frac{\alpha \cdot U_{3.H.}}{R_3}$ – усталене значення струму в обмотці збудження; $T_3 = \frac{L_3}{R_3}$ – електромагнітна стала часу обмотки збудження.

При досягненні струмом необхідного значення прикладена до обмотки збудження напруга зменшується до необхідної величини $U_3 = I_3 R_3$ (рис. 6.18).

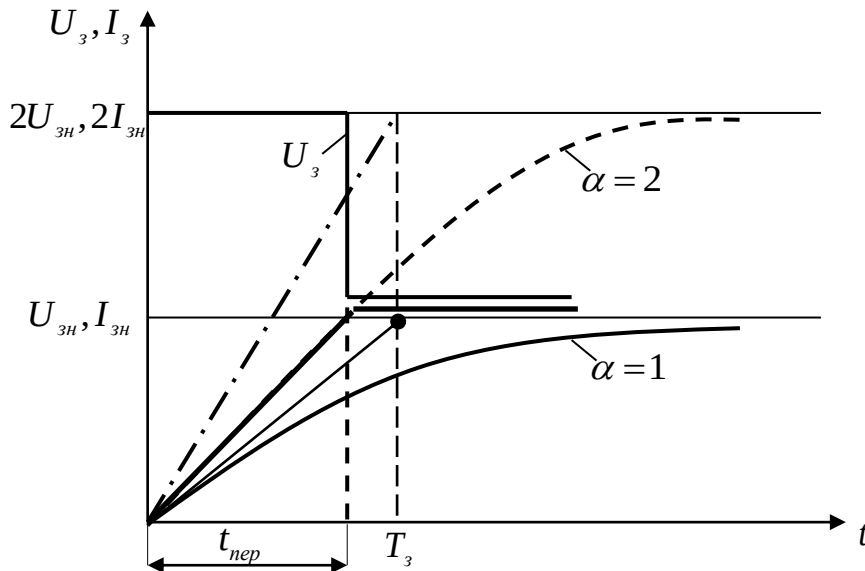


Рис. 6.18. Криві перехідного процесу в обмотці збудження генератора при форсуванні

Час зростання струму збудження до номінального значення знаходиться з (6.74) підстановкою: $t = t_{nep}$, $i_3 = I_{3.H.}$. З урахуванням цього маємо з (6.74)

$$I_{3.H} = \alpha \cdot I_{3.H} \left(1 - e^{-t_{nep}/T_3} \right),$$

звідки

$$t_{nep} = T_3 \ln \frac{\alpha}{\alpha - 1}. \quad (6.75)$$

Якщо тривалість перехідного процесу задана $t = t_{зад}$, то із наведених виразів можна знайти необхідний коефіцієнт форсування

$$\alpha_n = 1 / (1 - e^{-t_{зад}/T_3})$$

На рис. 6.19 побудована залежність тривалості перехідного процесу в обмотці збудження при різних коефіцієнтах форсування α . На практиці часто вибирають $\alpha = 3 \dots 4$, тому що подальше збільшення α не викликає суттєве скорочення тривалості перехідних процесів (рис. 6.19).

Аналогічно можна показати, що тривалість перехідного процесу при реверсі з форсуванням

$$t_{\text{пер}} = T_3 \ln \frac{\alpha + 1}{\alpha - 1}. \quad (6.76)$$

Для реалізації форсування необхідно вибирати керований перетворювач для живлення обмотки збудження з номінальною напругою $U_{\text{пр}} = \alpha \cdot U_{\text{з.н.}}$.

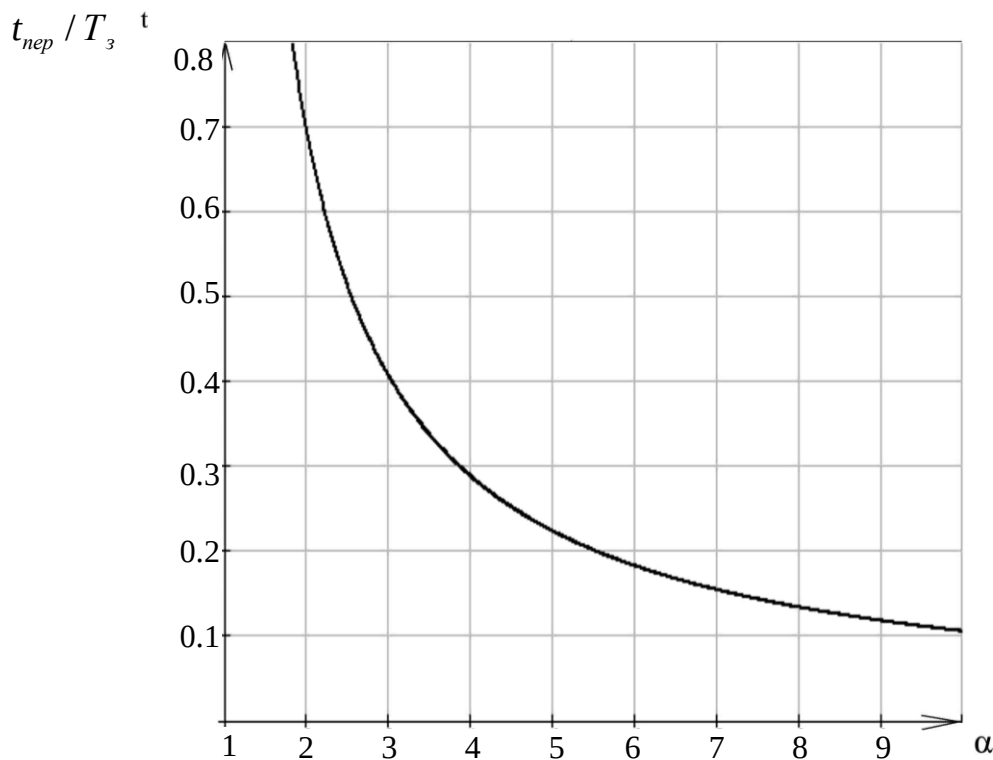


Рис. 6.19. Відносна тривалість перехідного процесу в обмотці збудження у функції коефіцієнту форсування

6.11. Електромеханічні перехідні процеси з урахуванням індуктивності якоря

Перехідні процеси в цьому випадку описуються наступною системою рівнянь:

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{я}} &= K\Phi\omega + i_{\text{я}}R_{\text{я}} + L_{\text{я}} \frac{di_{\text{я}}}{dt}; \\ M &= M_c + J \frac{d\omega}{dt} \quad \text{або} \quad i_{\text{я}} = I_c + \frac{J}{K\Phi} \cdot \frac{d\omega}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (6.77)$$

Із сумісного розв'язання наведених рівнянь отримаємо:

$$T_{\text{я}}T_{\text{м}} \frac{d^2\omega}{dt^2} + T_{\text{м}} \frac{d\omega}{dt} + \omega = \omega_0 - \Delta\omega_c. \quad (6.78)$$

З (6.78) видно, що перехідні процеси з урахуванням індуктивності якірного кола характеризуються диференціальним рівнянням другого порядку. Це зумовлено наявністю в системі двох накопичувачів енергії: електромагнітної в індуктивності якірного кола і механічної в елементах частин електроприводу, що рухаються. За певних умов можливий обмін енергією між цими накопичувачами та, отже, коливальний характер перехідного процесу.

Розв'язок рівняння (6.78) й відповідно вигляд перехідних процесів залежать від співвідношення сталих часу $T_я$ і $T_м$, що визначає вид коренів характеристичного рівняння

$$T_м T_я p^2 + T_м p + 1 = 0. \quad (6.79)$$

Як уже зазначалося, при $T_м > 4T_я$ корені рівняння (6.79) дійсні та від'ємні й має місце аперіодичний перехідний процес.

$$\omega = \omega_0 - \Delta\omega_c + C_1 e^{P_1 t} + C_2 e^{P_2 t}. \quad (6.80)$$

Якщо $T_м < 4T_я$, то корені комплексно-спряжені з від'ємною дійсною частиною

$$p_{1-2} = -\alpha \pm j\gamma,$$

де $\alpha = \frac{1}{2T_я}$; $\gamma = \frac{\sqrt{4T_я/T_м - 1}}{2T_я}$ - частота власних коливань.

При цьому перехідні процеси мають коливальний характер і загальний розв'язок (6.78) записується таким чином:

$$\omega = \omega_0 - \Delta\omega_c + e^{-\alpha t} (C_3 \cos \gamma \cdot t + C_4 \sin \gamma \cdot t), \quad (6.81)$$

де C_3 і C_4 – сталі інтегрування, що визначаються з початкових умов.

У наведених рівняннях перші два члени правої частини являють собою вимушену складову перехідного процесу, що є частковим розв'язанням рівняння (6.78), а інші два члени характеризують вільну складову перехідного процесу.

Сталі інтегрування $C_1 \dots C_4$ знаходяться з урахуванням початкових умов:

$$t = 0, \omega_{поч} = 0, (d\omega/dt)_{поч} = (M_{поч} - M_c)/J.$$

Більш важливим є випадок $T_м < 4T_я$, для якого з урахуванням початкових умов

$$\omega = \omega_c \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 - \xi^2}} e^{-\alpha \cdot t} \sin(\gamma \cdot t + \phi_2) \right], \quad (6.82)$$

де $\phi_2 = \arctg \sqrt{1 - \xi^2} / \xi$; $\xi = 0,5 \sqrt{T_m / T_j}$ – коефіцієнт демпфірування коливальної ланки.

Для приклада на рис. 6.20 наведені криві зміни струму якоря і швидкості при пуску двигуна постійного струму з навантаженням.

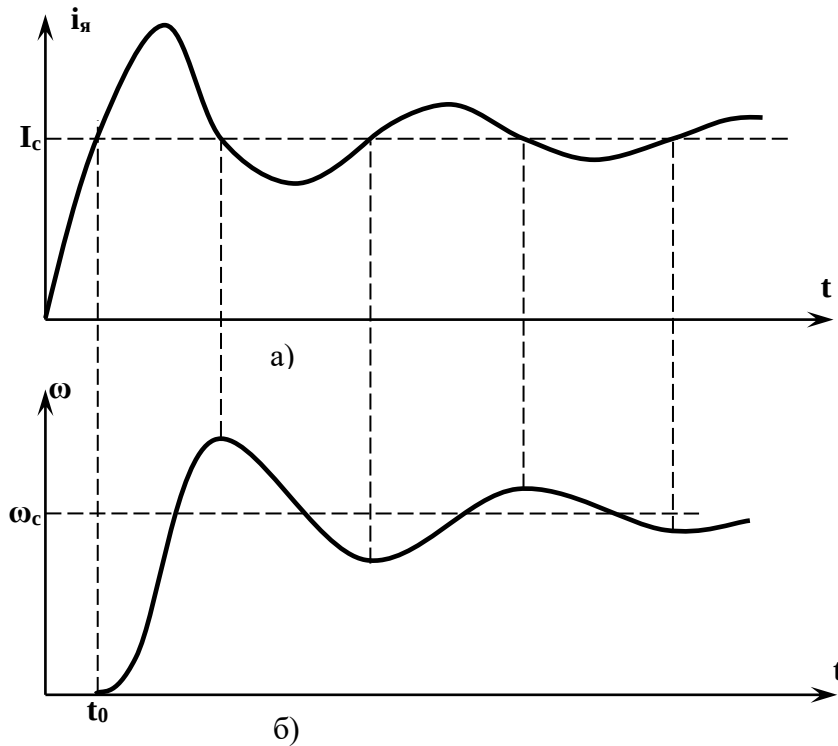


Рис. 6.20. Графіки зміни струму якоря (а) та кутової швидкості (б) при пуску двигуна для випадку $T_m < T_j$

Індуктивність якоря порушує в перехідних режимах однозначний зв'язок між ω і M , що визначається статичною механічною характеристикою. У результаті цього при $T_m < T_j$ відбуваються значні коливання швидкості та струму якоря.

Розглянемо перехідні процеси при ступінчастому прикладенні статичного навантаження. Подібний режим роботи досить часто має місце в прокатних станах при захопленні валками металу.

Найбільш несприятливе протікання перехідного процесу у відношенні динамічного падіння швидкості має місце при комплексних коренях характеристичного рівняння $T_m < 4T_j$.

Згідно з (6.81) маємо:

$$\frac{d\omega}{dt} = -\alpha \cdot e^{-\alpha t} C_3 \cos \gamma t - e^{-\alpha t} C_3 \gamma \sin \gamma t - \alpha \cdot e^{-\alpha t} C_4 \sin \gamma t + e^{-\alpha t} C_4 \gamma \cos \gamma t. \quad (6.83)$$

Початкові умови при $t=0$ знаходяться за допомогою механічної характеристики рис. 6.21. Згідно з позначеннями, прийнятими на цьому рисунку, при $t=0$: $M_c = M_{c1}$; $\frac{d\omega}{dt} = \frac{M_{c1} - M_{c2}}{J} = -\frac{\Delta M}{J} = -\frac{\Delta \omega_c}{T_m}$.

З (6.81) і рис. 6.21 при $t=0$: $\omega(0) = \omega_{поч} = C_3 + \omega_c$, звідки $C_3 = \omega_{поч} - \omega_c = \Delta \omega_c$.

Згідно з (6.83) при $t=0$: $\frac{d\omega}{dt} = -\alpha \cdot C_3 + C_4 \cdot \gamma = -\frac{\Delta \omega_c}{T_m}$, відкіля

$$C_4 = \frac{\Delta \omega_c}{\gamma} \left(\alpha - \frac{1}{T_m} \right) = \frac{\Delta \omega_c}{\gamma T_m} (\alpha T_m - 1).$$

З урахуванням знайдених значень сталих інтегрування C_3 і C_4 маємо з (6.81)

$$\omega = \omega_c + \Delta \omega_c e^{-\alpha t} \left[\cos \gamma \cdot t + \frac{1}{\gamma T_m} (\alpha T_m - 1) \sin \gamma \cdot t \right]. \quad (6.84)$$

Підставляючи похідну $\frac{d\omega}{dt}$ з (6.84) у рівняння руху, одержимо вираз для моменту двигуна:

$$M = M_c + J \Delta \omega_c e^{-\alpha t} \left\{ \frac{1}{T_m} \cos \gamma \cdot t + \left[\gamma + \frac{\alpha}{\gamma T_m} (\alpha T_m - 1) \right] \sin \gamma \cdot t \right\}. \quad (6.85)$$

Графіки швидкості та моменту двигуна, побудовані за допомогою цих виразів, наведені на рис. 6.21, з якого видно, що динамічне падіння швидкості $\Delta \omega_{max}$ значно більше статичного $\Delta \omega_c$, знайденого за допомогою механічної характеристики, відношення яких знаходять з виразу

$$\frac{\Delta \omega_{max}}{\Delta \omega_c} = 1 + \frac{e^{-t_{max}/2T_m}}{\sqrt{m}}, \quad (6.86)$$

де $t_{max} = \frac{2T_m (\pi - \arctg \sqrt{(4-m)/m})}{\sqrt{(4-m)/m}}$ – час, при якому має місце максимальне динамічне падіння швидкості; $m = T_m/T_\gamma$ – відношення сталих часу.

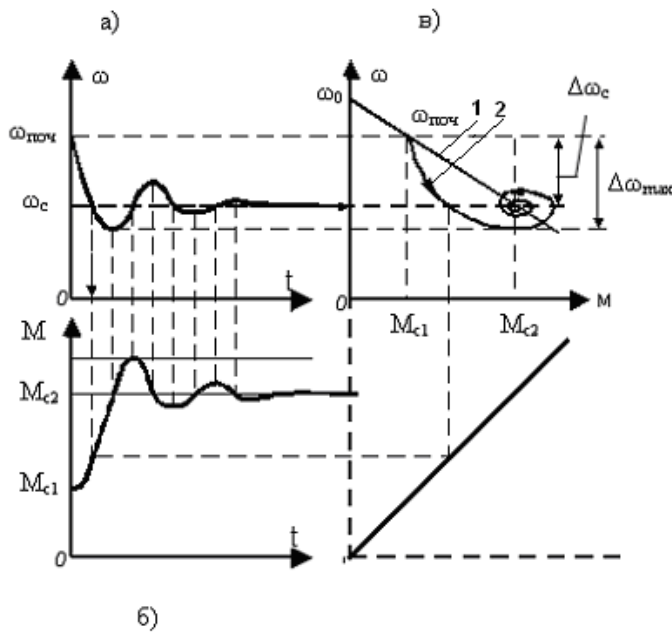


Рис. 6.21. Графіки перехідного процесу при ступінчастому прикладанні навантаження до валу двигуна постійного струму:
1—статична характеристика;
2—фазова траєкторія

6.12. Розрахунок перехідних процесів за допомогою дискретних математичних моделей

Розрахункові рівняння, отримані за допомогою z -перетворення, є ефективним численно-аналітичним методом дослідження перехідних процесів при різних впливах, що є функціями часу.

Для апроксимації безперервного об'єкта дискретною моделлю найбільш простим і досить точним є метод z -форм, що дозволяє передаточну функцію (розімкнутої або замкнутої системи) у зображеннях Лапласа трансформувати в дискретну, використовуючи співвідношення:

$$p^n = \left[\frac{2(z-1)}{h(z+1)} \right]^n, \quad (6.87)$$

де h – крок дискретизації.

Нехай є передаточна функція аперіодичної ланки

$$W_{(p)} = \frac{y_{(p)}}{x_{(p)}} = \frac{K}{Tp+1}. \quad (6.88)$$

З урахуванням (6.87) одержимо дискретну передаточну функцію аперіодичної ланки

$$W_{(z)} = \frac{y_{(z)}}{x_{(z)}} = \frac{K \cdot h(z+1)}{z(h+2T) + (h-2T)}. \quad (6.89)$$

Поділивши (6.89) на z , одержимо з урахуванням теореми зсуву для z -перетворення $y_{n-1} = y_n z^{-1}$, різницеве рівняння для розрахунку вихідної

величини аперіодичної ланки при будь-якому вхідному сигналі, заданому функцією часу

$$y_n = \frac{Kh(x_n + x_{n-1}) - (h - 2T)y_{n-1}}{h + 2T}, \quad (6.90)$$

де x_n , x_{n-1} , y_n , y_{n-1} – вхідна і вихідна величини на поточному і попередньому кроках дискретизації.

Нехай для прикладу $K=1$, $T=0,5$ с, $h=0,1$ с, то відповідно до (6.90) одержимо вираз для розрахунку перехідної функції аперіодичної ланки (одичний вхідний сигнал $x=1$)

$$y_n = \frac{0,2 + 0,9y_{n-1}}{1,1}. \quad (6.91)$$

Розрахункове значення вихідної величини за (6.91) при $t=T$ (п'ятий крок дискретизації) складає $y_5 = 0,6332$. Точне значення експонентної функції при $t=T$, як відомо, складає $0,6321$, отже, похибка розрахунку за (6.91) дорівнює $0,17\%$.

Слід зазначити, що дискретні математичні моделі дозволяють найбільш просто ідентифікувати параметри динамічних об'єктів. Якщо, наприклад, для аперіодичної ланки відомі вхідні і вихідні величини всього двох дискретних моментів часу, то згідно з (6.90) можна знайти сталу часу

$$T = \frac{Kh(x_n - x_{n-1}) - h(y_n + y_{n-1})}{2(y_n - y_{n-1})}. \quad (6.92)$$

Погрішність визначення сталої часу буде така ж, як і при розрахунку перехідної функції.

Вираз (6.92) дозволяє за допомогою даних лише одного динамічного режиму встановити залежність сталої часу у функції вихідної величини. Так, наприклад, за експериментальною кривою струму збудження $i_s = f(t)$ можна за допомогою (6.92) установити залежність сталої часу обмотки збудження у функції струму $T_s = f(i_s)$ і досліджувати вплив насичення магнітного кола.

Розглянемо передаточну функцію коливальної ланки

$$W_{(p)} = \frac{y_{(p)}}{x_{(p)}} = \frac{K}{T^2 p^2 + 2\xi Tp + 1}. \quad (6.93)$$

Використовуючи (6.87), одержимо дискретну передаточну функцію

$$W_{(z)} = \frac{y_{(z)}}{x_{(z)}} = \frac{K \cdot h^2 (z^2 + 2z + 1)}{4T^2 (z^2 - 2z + 1) + 4\xi Th (z^2 - 1) + h^2 (z^2 + 2z + 1)}. \quad (6.94)$$

Розділивши (6.94) на z^2 , одержимо після перетворень різницеве рівняння для розрахунку перехідного процесу коливальної ланки

$$y_n = \frac{Kh^2(x_n + 2x_{n-1} + x_{n-2}) + (8T^2 - 2h^2)y_{n-1} - (4T^2 - 4\xi Th + h^2)y_{n-2}}{4T^2 + 4\xi Th + h^2}. \quad (6.95)$$

Якщо прийняти: $K=1$, $h=0,2$ с, $T=1$ с, $\xi=0,5$, то одержимо з (6.95)

$$y_n = \frac{0,04x_n + 0,08x_{n-1} + 0,04x_{n-2} + 7,92y_{n-1} - 3,64y_{n-2}}{4,44}. \quad (6.96)$$

Розрахунки, виконані за (6.96), показують, що максимальне значення вихідної величини має місце при $t=3,8$ с (19-й крок дискретизації) і складає $y_{19}=1,1678$. Точне максимальне значення вихідної величини коливальної ланки при $\xi=0,5$ складає $y_{max}=1,1629$, тобто помилка розрахунку дорівнює 0,4%.

Приклад 6.6. Для двигуна постійного струму типу 2ПФ160М ($P_n=4,2$ кВт, $U_n=220$ В, $n_n=750$ об/хв, $n_{max}=2250$ об/хв, $I_n=26,15$ А; $r_{об.я}=0,516$ Ом; $r_{д.н}=0,407$ Ом, $J=0,1$ кг·м², $L_{я}=14 \cdot 10^{-3}$ Гн) необхідно розрахувати криві перехідного процесу $\omega=f(t)$ і $i_{я}=f(t)$ при прямому пуску з моментом опору $M_c=0,5 M_n$ з урахуванням індуктивності обмотки якоря.

Розв'язання. Розрахунок перехідних процесів ведеться за допомогою різницевого рівняння, отриманих за допомогою z -перетворень.

Вихідні диференціальні рівняння в операторній формі:

$$U_{я} = K\Phi\omega + L_{я}p i_{я} + R_{я}i_{я}; \quad (6.97)$$

$$M - M_c = Jp\omega. \quad (6.98)$$

Виконуючи заміну $p = \frac{2(z-1)}{h(z+1)}$, одержимо:

$$U_{я}h(z+1) = K\Phi\omega \cdot h(z+1) + 2L_{я}i_{я}(z-1) + R_{я}i_{я}h(z+1); \quad (6.99)$$

$$Mh(z+1) - M_c h(z+1) = 2J\omega(z-1). \quad (6.100)$$

Розділивши перше рівняння на z^2 , а друге на z і враховуючи $y_n z^{-1} = y_{n-1}$, одержимо рекурентні рівняння для розрахунку:

– струму якоря

$$i_{я.п} = \frac{2hU_{я} - 2K\Phi\omega_{n-1}h + i_{я(n-1)}R_{я}(2T_{я} - h)}{R_{я}(2T_{я} + h)}; \quad (6.101)$$

– кутової швидкості двигуна

$$\omega_n = \omega_{n-1} + \frac{K\Phi h [i_{яn} + i_{я(n-1)} - 2I_c]}{2J}. \quad (6.102)$$

У виразі (6.101) невідоме значення ω_n замінене ω_{n-1} , що цілком припустимо, оскільки швидкість двигуна змінюється набагато повільніше, ніж струм якоря.

Номінальна швидкість двигуна

$$\omega_n = \frac{\pi n_n}{30} = \frac{3,14 \cdot 750}{30} = 78,5 \text{ 1/с.}$$

Сумарний опір якрного кола

$$R_{я} = r_{об.я} + r_{\partial.н.} = 0,516 + 0,407 = 0,923 \text{ Ом.}$$

Коефіцієнт ЕРС двигуна

$$K\Phi = C_e = \frac{U_n - I_n R_{я}}{\omega_n} = \frac{220 - 26,15 \cdot 0,923}{78,5} = 2,5 \text{ В}\cdot\text{с.}$$

Електромеханічна стала часу

$$T_m = \frac{JR_{я}}{(K\Phi)^2} = \frac{0,1 \cdot 0,923}{(2,5)^2} = 1,47 \cdot 10^{-2} \text{ с.}$$

Коефіцієнт затухання системи

$$\xi = 0,5\sqrt{T_m/T_{я}} = 0,5\sqrt{0,0147/0,0152} = 0,492,$$

отже, перехідний процес носить коливальний характер.

При кроці дискретизації $h = 0,003 \text{ с}$ вирази (6.101) і (6.102) набувають вигляду:

$$i_{я,n} = \frac{1,32 - 0,015\omega_{n-1} + 0,0253i_{я(n-1)}}{0,0308};$$

$$\omega_n = \omega_{n-1} + \frac{0,0075[i_{яn} + i_{я(n-1)} - 26,15]}{0,2}.$$

Графіки перехідних процесів, розраховані за цими рівняннями, наведені на рис. 6.22.

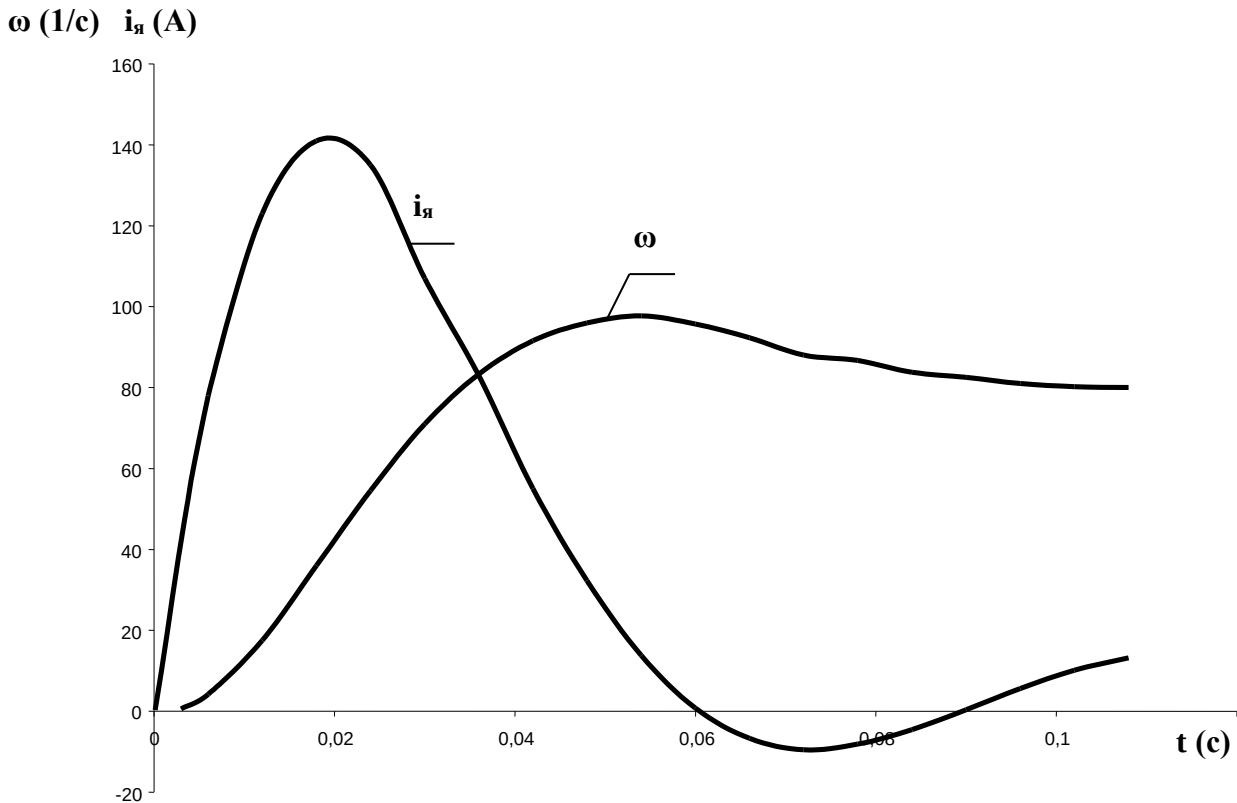


Рис. 6.22. Графіки перехідних процесів при прямому пуску двигуна постійного струму з урахуванням індуктивності якоря (до прикладу 6.6)

Контрольні запитання

1. Причини виникнення перехідних процесів.
2. Чим відрізняються електромеханічні перехідні процеси від механічних?
3. Навіщо потрібно знати динамічні властивості електроприводу та характер протікання перехідних процесів?
4. Запишіть вираз механічних перехідних процесів для приводів з лінійною механічною характеристикою.
5. Фізичний зміст електромеханічної сталої часу.
6. Запишіть загальне розв'язання диференціального рівняння без правої частини та відсутності кратних коренів.
7. На основі яких даних знаходиться часткове розв'язання диференціального рівняння?
8. Вплив додаткових опорів на динаміку замкнутої системи.

9. Яким чином визначається електромеханічна стала часу приводу за допомогою механічної характеристики?
10. Яким чином визначається усталене значення змінних при розрахунку перехідних процесів?
11. Як пояснити зменшення тривалості перехідних процесів на кожній наступній ступені при реостатному пуску двигуна?
12. Які методи використовуються для графоаналітичного розв'язання рівняння руху?
13. Яким чином можна одержати перехідний процес оптимальний за швидкістю з обмеженням моменту?
14. Чим відрізняється перехідний процес реверса при активному та реактивному моментах опору?
15. Яким чином визначаються кінцеві значення змінних при активному та реактивному моментах опору?
16. Назвіть режими роботи двигуна в процесі реверса при активному моменті опору.
17. Який вигляд мають графіки перехідних процесів при реостатному пуску двигуна в кілька ступіней?
18. У якому випадку буде менше час перехідного процесу: пуск в одну ступінь або багатоступінчастий?
19. Наведіть приблизний вигляд графіків перехідного процесу при лінійній зміні керуючого впливу при пуску без навантаження та з навантаженням.
20. Від чого залежить тривалість перехідного процесу при лінійній зміні керуючого впливу?
21. Вплив постійної часу обмотки збудження генератора на тривалість перехідних процесів у системі Г-Д.
22. Як впливає відношення T_m/T_z на максимальне значення струму в системі Г-Д при ступінчастому вмиканні обмотки збудження на постійну напругу?
23. Фізична суть форсування перехідних процесів у системі Г-Д та як воно реалізується на практиці?
24. Як впливає відношення T_m/T_a на характер перехідного процесу при прямому пуску двигуна постійного струму?
25. У якому випадку перехідний процес при прямому пуску двигуна буде аперіодичним, а в якому – коливальним?
26. За яких умов розімкнутий електропривід можна зображати аперіодичною ланкою?

7. РЕГУЛЮВАННЯ ШВИДКОСТІ, СТРУМУ І МОМЕНТУ ДВИГУНА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

7.1. Основні показники регулювання швидкості електроприводу

Регулювання швидкості у відповідності з вимогами технологічного процесу є однією з основних задач автоматизованого електроприводу. Регульований електропривід дозволяє змінювати швидкість виробничого механізму відповідно до керуючої дії, що виробляється системою регулювання або оператором. Регулювання та підтримка швидкості на заданому рівні повинні проводитися незалежно від сил опору, діючих на електромеханічну систему.

Для кількісного визначення вимог, що висуваються до електроприводу, і для зіставлення різних способів регулювання швидкості використовуються узагальнені показники регулювання швидкості. Основні з них: діапазон регулювання, точність і стабільність регулювання, плавність, динамічні показники якості, економічність регулювання та ін.

Основною характеристикою регульованого електроприводу є діапазон регулювання швидкості

$$D = \frac{\omega_{\text{макс}}}{\omega_{\text{мін}}},$$

що характеризується співвідношенням середніх значень максимальної швидкості до мінімальної, які можуть бути реалізовані при даному способі регулювання і заданих межах зміни збурюючих дій.

Максимальна швидкість двигуна – це або номінальна швидкість двигуна, або максимальна для двигунів, що допускають регулювання швидкості вгору від номінальної, шляхом ослаблення магнітного потоку. Деякі типи двигунів серії 2П допускають збільшення швидкості в 2...4 рази. Мінімальна швидкість приводу визначається головним чином стійкістю обертання при коливаннях навантаження в заданих межах. Звичайно нижня межа регулювання швидкості визначається при номінальному моменті двигуна за допомогою механічної характеристики, для якої $M_{\text{к.з.}} = 2M_n$ (рис. 7.1).

Згідно з позначеннями, прийнятих на рис. 7.1, діапазон регулювання при заданому діапазоні зміни збурюючої дії $\Delta M = 2M_n$ визначається таким чином:

$$D = \frac{\omega_{\text{макс}}}{\omega_{\text{мін}}} = \frac{\omega_{\text{макс}}}{\Delta \omega_n} = \frac{\omega_{\text{макс}} \beta}{M_n}, \quad (7.1)$$

де $\beta = \Delta M / \Delta \omega$ – модуль жорсткості механічної характеристики двигуна;
 $\omega_{\text{макс}}, \omega_{\text{мін}}$ – максимальна та мінімальна швидкості замкненої системи електроприводу при дії номінального навантаження.

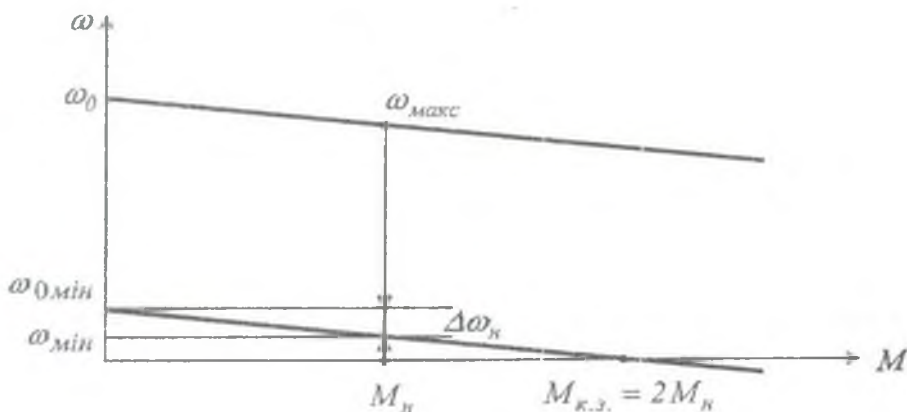


Рис. 7.1. До визначення діапазону регулювання швидкості при зміні збудуючої дії $\Delta M = 2M_n$

У розімкненій системі при регулюванні швидкості вниз від номінальної діапазон регулювання

$$D = \frac{\omega_n}{\Delta\omega_n} = \frac{\omega_n K\Phi}{I_n R_{\text{я}}} \approx \frac{U_n}{I_n R_{\text{я}}} = \frac{1}{R_{\text{я}}^*},$$

де $R_{\text{я}}^* = R/R_n$ – відносне значення опору якорного кола; $R_n = U_n/I_n$ – номінальний опір.

Отже, чим вище жорсткість механічної характеристики, тим більше діапазон регулювання швидкості. Наприклад, в електроприводах подачі верстатів діапазон регулювання швидкості, що вимагається, досягає значення 10 000 і більше, а в приводах головного руху – близько 1000. Для більшості приводів загальнопромислового призначення достатньо діапазону регулювання 20...50.

Збільшення статичної похибки (зменшення жорсткості механічної характеристики) призводить до того, що невеликі коливання навантаження на валу двигуна викликають недопустимі за умовами технологічного процесу коливання швидкості. Тому у вимогах до систем стабілізації швидкості задаються відносною похибкою (точністю регулювання) при зміні моменту від нуля до номінального значення

$$\delta = \frac{\Delta\omega_n}{\omega_{\min}} = \frac{\Delta\omega_n D}{\omega_n}, \quad (7.2)$$

де $\Delta\omega_n$ – спад швидкості при номінальному моменті; $\omega_{\min}$ – мінімальна швидкість двигуна, що відповідає нижній межі заданого діапазону регулювання, при $M = M_n$.

Згідно з (7.2) при регулюванні швидкості вниз від номінальної

$$D = \frac{\delta\omega_n}{\Delta\omega_n} = \frac{\delta\omega_n \beta}{M_n} \quad (7.3)$$

При зменшенні швидкості точність регулювання зменшується, що є недоліком регульованого електроприводу, обмежуючим діапазон регулювання. При заданій точності δ зростання діапазону регулювання можна забезпечити тільки шляхом збільшення жорсткості механічної характеристики, тобто зменшенням спаду швидкості. Тому, якщо точність регулювання на мінімальній швидкості відповідає допустимій, то зі збільшенням швидкості вона зростатиме.

Статизм системи

$$\Delta v\% = (\Delta\omega_n / \omega_n) \cdot 100 = \delta\% / D.$$

дає змогу оцінювати також точність роботи системи стабілізації швидкості

Плавність регулювання, яка характеризується відношенням двох суміжних швидкостей, які можуть бути отримані при даному способі регулювання швидкості, як правило, оцінюється коефіцієнтом плавності

$$k_{пл} = \frac{\omega_n}{\omega_{n-1}}.$$

Допустиме за нагрівом тривале навантаження двигуна постійного струму незалежного збудження визначається номінальним струмом якоря. Допустиме значення моменту залежить від магнітного потоку

$$M_{дон} = K\Phi \cdot I_n.$$

При реостатному регулюванні швидкості або шляхом зміни напруги на якорі магнітний потік залишається незмінним і дорівнює номінальному. При цьому

$$M_{дон} = K\Phi_n I_n = M_n$$

і має місце регулювання з $M = const$.

У разі регулювання швидкості зміною магнітного потоку (вгору від основної) допустимий момент

$$M_{дон} = K\Phi \cdot I_n = M_n \frac{\Phi}{\Phi_n} = M_n \frac{\omega_n}{\omega_{макс}}$$

зменшується зі зростанням швидкості (зменшенням магнітного потоку). При цьому потужність $P = M_{дон}\omega$ залишається постійною (регулювання з $P = const$).

Динамічні показники якості регулювання швидкості, задані в часовій області при відпрацюванні стрибка керуючої і збурюючої дії, наведені на рис. 7.2.

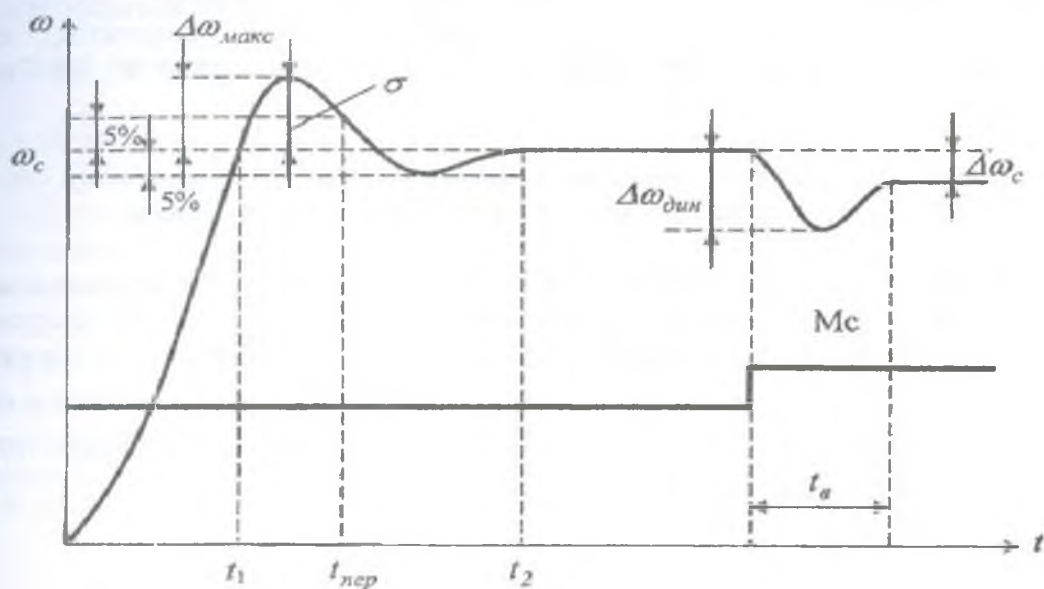


Рис. 7.2. Динамічні показники якості регулювання швидкості на ділянці часу

Основні з них:

– перерегулювання, є динамічною похибкою, що характеризується максимальним відхиленням вихідної величини від усталеного значення, і виражається у відносних одиницях

$$\sigma = \frac{\Delta\omega_{\max}}{\omega_c} \cdot 100\% ;$$

– час першого узгодження t_1 і час регулювання t_2 ;

– час перехідного процесу $t_{\text{пер}}$ – час, по закінченні якого вихідна величина відрізняється від усталеного значення менше ніж на 5%;

– динамічне падіння швидкості $\Delta\omega_{\text{дин}}$ і час її відновлення t_δ (рис. 7.2).

У вимогах до електроприводу нормується час перехідного процесу, перерегулювання і час реверсування. Для більшості систем перерегулювання швидкості не повинне перевищувати 5...10%. Перерегулювання струму у режимах пуску та гальмування не повинне перевищувати 10%. Проте існують приводи, де потрібен монотонний перехідний процес і перерегулювання швидкості недопустиме.

Для ряду приводів металургійної промисловості важливим показником є динамічне падіння швидкості $\Delta\omega_{\text{дин}}$ (перерегулювання за збуренням) і час її відновлення при ступінчастому прикладенні статичного навантаження (див. рис. 7.2).

При аналізі динамічних властивостей електроприводу часто використовують також амплітудно-частотну характеристику в діапазоні суттєвих частот. При цьому нормується смуга пропускання системи, при якій коефіцієнт передачі системи зменшується до значення $\sqrt{2}/2$. Для швидкодіючих приводів, наприклад, металообробних верстатів, смуга пропускання повинна бути не менш 30 Гц для тиристорних і 100 Гц для транзисторних приводів подачі.

7.2. Реостатне регулювання швидкості, струму та моменту двигуна постійного струму незалежного збудження

Схема вмикання та механічні характеристики двигуна при регулюванні швидкості зміною додаткового опору наведені на рис. 7.3. Зі зростанням додаткового опору збільшується падіння (перепад) швидкості $\Delta\omega = M(r_a + R_d) / (K\Phi)^2$, а також нахил характеристики і вони стають більш м'якими. Тому при заданому моменті опору при поступовому збільшенні R_d швидкість зменшується (рис. 7.3, б).

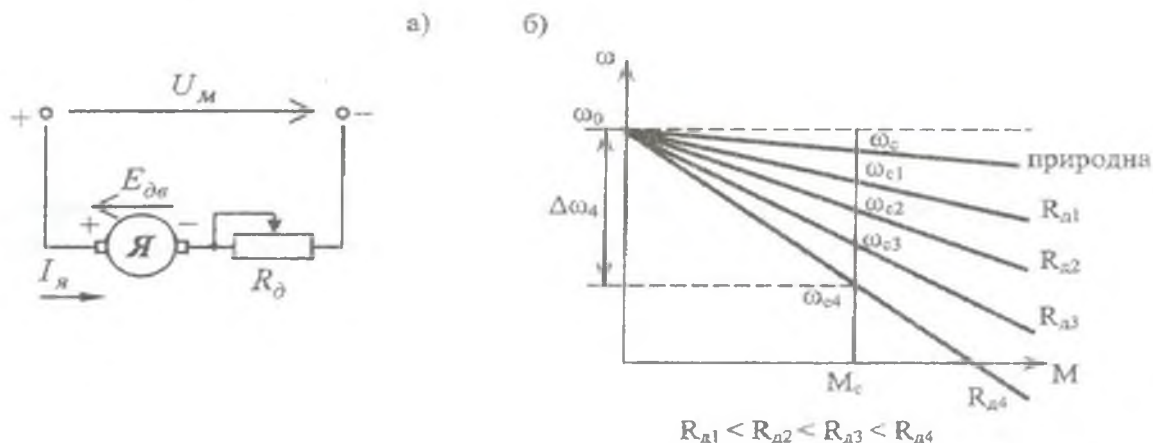


Рис. 7.3. Схема вмикання (а) і механічні характеристики (б) реостатного способу регулювання швидкості

У розділі 3.10 дана побудова механічних характеристик стосовно пуску двигуна. Подібним способом будуються також механічні характеристики при регулюванні швидкості зміною додаткового опору. Проте потрібно мати на увазі, що на відміну від пускового реостата регульовальний повинен бути розрахований за нагрівом на тривалу роботу під навантаженням, оскільки він є ввімкнутим не тільки короткочасно протягом пуску, але й під час роботи двигуна на зниженій швидкості.

Оскільки в процесі регулювання швидкості магнітний потік Φ залишається незмінним, то гранично допустимий за нагріванням момент двигуна $M = K\Phi \cdot I_n = M_n = const$, тобто спосіб, що розглядається, відноситься

до регулювання швидкості з постійним моментом (для двигунів з природним і примусовим охолодженням). Потужність, споживана з мережі, збільшується зі зростанням швидкості.

Відзначимо недоліки даного способу:

– зі збільшенням додаткового опору зменшується модуль жорсткості механічної характеристики $\beta = \frac{r_{\Sigma} + R_{\partial}}{(K\Phi)^2}$, внаслідок чого знижується точність і

стабільність регулювання, а незначні коливання навантаження призводять до суттєвої зміни швидкості;

– діапазон регулювання швидкості залежить від навантаження і звичайно не перевершує 2-3. Це обумовлено зниженням жорсткості механічної характеристики у міру збільшення R_{∂} ;

– важкість забезпечення плавності регулювання, оскільки це вимагає застосування великої кількості ступіней регулювального реостата, що робить систему громіздкою і ускладнює керування;

– основний недолік – великі втрати енергії в процесі регулювання швидкості.

У загальному випадку втрати потужності

$$\Delta P = I_{\Sigma}^2 R_{\Sigma}.$$

З рівняння рівноваги напруг в якорному колі

$$R_{\Sigma} = \frac{U_{\Sigma} - E_{\partial\partial}}{I_{\Sigma}}.$$

Із сумісного рішення наведених рівнянь

$$\Delta P = I_{\Sigma}(U_{\Sigma} - E_{\partial\partial}) = I_{\Sigma}K\Phi(\omega_0 - \omega) = M\Delta\omega = P_1\Delta\omega^*, \quad (7.4)$$

де $\Delta\omega^* = \Delta\omega/\omega_0$ – відносний перепад швидкості; $P_1 = M\omega_0$ – споживана потужність.

З наведеного виразу виходить, що втрати потужності пропорційні спаду (падінню) швидкості $\Delta\omega$ (рис. 7.4) відносно ω_0 . Так, наприклад, при зменшенні швидкості удвічі ($D \approx 2$) приблизно половина енергії, споживаної з мережі, виділяється у додаткових опорах. Причому будь-який спосіб регулювання швидкості, у якого ω_0 залишається незмінним, є неекономічним. У зв'язку з цим реостатне регулювання швидкості застосовується для двигунів малої та середньої потужності (приводи різних підйомно-транспортних пристроїв), коли потрібен невеликий діапазон регулювання або коли робота на знижених швидкостях є короткочасною. ККД приводу при реостатному регулюванні можна з урахуванням рис. 7.4 орієнтовно визначити як $\eta = \omega_c/\omega_0$.

Більш економічним є реостатне регулювання швидкості для приводів з

вентиляторним навантаженням, для яких без урахування втрат момент статичного опору пропорційний квадрату швидкості $M_c = c\omega^2$. У цьому випадку потужність, споживана з мережі

$$P_1 = M\omega_0 = P_{1n} \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^2 = P_{2n} \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^2 \cdot \frac{\omega_0}{\omega_n}, \quad (7.5)$$

де P_{1n} , P_{2n} – відповідно потужність, споживана при номінальному навантаженні, і номінальна потужність на валу двигуна; $c = M_n / \omega_n^2$.

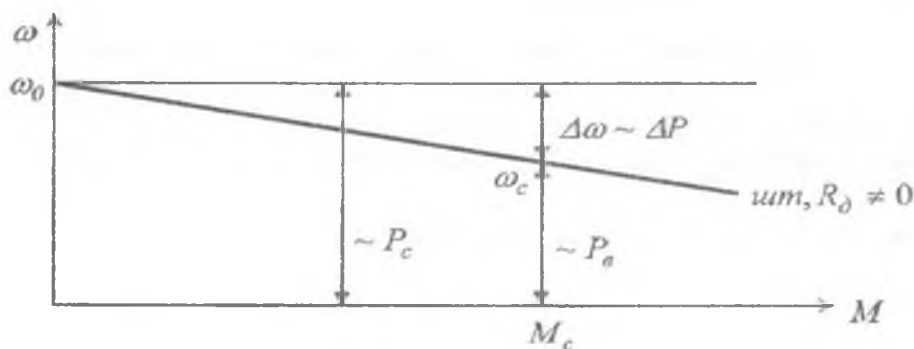


Рис. 7.4. До визначення втрат потужності при реостатному регулюванні швидкості (P_c – потужність, споживана з мережі, пропорційна ω_0 ; P_g – потужність на валу)

Потужність на валу двигуна

$$P_2 = M\omega = P_{2n} \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^3. \quad (7.6)$$

Втрати в якірному колі без урахування втрат у сталі і механічних

$$\Delta P_2 = P_1 - P_2 = \frac{P_{2n}}{\omega_n} \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^2 (\omega_0 - \omega_n). \quad (7.7)$$

Узявши похідну $\frac{d(\Delta P_2)}{d\omega}$ і прирівнявши її до нуля, знаходимо швидкість, при якій втрати енергії в якірному колі досягають мінімуму

$$\Delta P_{2\min} = \frac{4}{27} P_{2n} \left(\frac{\omega_0}{\omega_n} \right)^3. \quad (7.8)$$

Аналіз (7.7) показує, що для приводів з вентиляторним навантаженням при $\omega = 0$ втрати потужності дорівнюють нулю, тоді як при $M_c = \text{const}$ і $\omega = 0$ вся споживана потужність втрачається в якірному колі.

Штучні характеристики, одержувані увімкненням додаткових опорів, широко використовуються також для обмеження струму і моменту двигуна в перехідних режимах, в яких ці параметри можуть досягати недопустимо великих значень. Наприклад, при пуску двигуна ($\omega = 0$, $E_{\partial\theta} = 0$) струм короткого замикання $I_{к.з.} = U_n / R_{\text{я}}$ через незначний внутрішній опір якоря (частки або одиниці Ом) перевищує номінальне значення в 10...20 разів, а допустимий струм двигуна загальнопромислового призначення $I_{\partial\theta} = (2...2,5)I_n$. Для обмеження пускового струму в коло якоря вмикають додаткові опори. Така ж необхідність виникає при реверсі та гальмуванні двигуна постійного струму.

Приклад 7.1. Для двигуна постійного струму незалежного збудження ($P_n = 10$ кВт, $U_n = 220$ В, $I_n = 54$ А, $n_n = 1630$ об/хв, $r_{\text{я}} = 0,24$ Ом) визначити:

– який додатковий опір потрібно увімкнути в коло якоря, щоб пусковий струм (струм к.з.) $I_{к.з.} = 2I_n$;

– який опір потрібно вивести з кола якоря при досягненні швидкості $\omega_1 = 30$ рад/с, щоб струм якоря знову збільшився до $I_{\text{я}} = 2I_n$;

– усталену швидкість двигуна при цьому додатковому опорі і $M_c = 0,8M_n$.

Р о з в ' я з а н н я. Номінальна кутова швидкість двигуна

$$\omega_n = \frac{\pi n_n}{30} = \frac{3,14 \cdot 1630}{30} = 170,6 \text{ рад/с.}$$

Коефіцієнт ЕРС (моменту) двигуна

$$K\Phi = C_e = \frac{U_n - I_n r_{\text{я}}}{\omega_n} = \frac{220 - 54 \cdot 0,24}{170,6} = 1,21.$$

Номінальний момент двигуна

$$M_n = C_e I_n = 1,21 \cdot 54 = 65,3 \text{ Н}\cdot\text{м.}$$

Додатковий опір, обмежуючий струм к.з. до заданого значення $2I_n$

$$R_{\partial 1} = \frac{U_n}{2I_n} - r_{\text{я}} = \frac{220}{2 \cdot 54} - 0,24 = 1,78 \text{ Ом.}$$

Додатковий опір $R_{\partial 2}$, який при швидкості $\omega_1 = 30$ рад/с збільшує струм до $I_{\text{я}} = 2I_n$

$$R_{\partial 2} = \frac{U_n - C_e \omega_1}{2I_n} - r_{\text{я}} = \frac{220 - 1,21 \cdot 30}{2 \cdot 54} - 0,24 = 1,46 \text{ Ом.}$$

Додатковий опір, який потрібно вимкнути з кола якоря

$$R_{\partial} = R_{\partial 1} - R_{\partial 2} = 1,78 - 1,46 = 0,32 \text{ Ом.}$$

Швидкість двигуна при ввімкнутому $R_{\partial 2}$ і $M_c = 0,8 M_H = 52,3 \text{ Н}\cdot\text{м}$

$$\omega_c = \frac{U_H}{C_e} - \frac{M_c (r_{\text{я}} + R_{\partial 2})}{C_e^2} = \frac{220}{1,21} - \frac{52,3(0,24 + 1,46)}{1,21^2} = 121,2 \text{ рад/с.}$$

7.3. Регулювання швидкості двигуна незалежного збудження зменшенням магнітного потоку

Схема вмикання двигуна при регулюванні швидкості вгору від номінальної, шляхом зменшення магнітного потоку, наведена на рис. 7.5.

Цей спосіб регулювання є одним з найпростіших і економічних, тому широко застосовується на практиці для механізмів, у яких момент опору $M_c = M_{cH} \omega_H / \omega$ є зворотно пропорційною функцією швидкості (наприклад, приводи головного руху верстатів).

З рівнянь електромеханічної і механічної характеристик

$$\omega = \frac{U_M - I_{\text{я}} R_{\text{я}}}{K\Phi}; \quad (7.9)$$

$$\omega = \frac{U_M}{K\Phi} - \frac{MR_{\text{я}}}{(K\Phi)^2} \quad (7.10)$$

впливає, що із зменшенням магнітного потоку (струму збудження) кутова швидкість двигуна збільшується, тобто регулювання здійснюється вгору від основної (номінальної) швидкості. При цьому допустимий момент двигуна $M_{\text{дон}} = K\Phi I_H = M_H \omega_H / \omega$ зменшується зі зростанням швидкості, а допустима потужність $P_{\text{дон}} = M_{\text{дон}} \omega = P_H$ залишається незмінною, що відповідає способу регулювання швидкості з $P = \text{const}$.

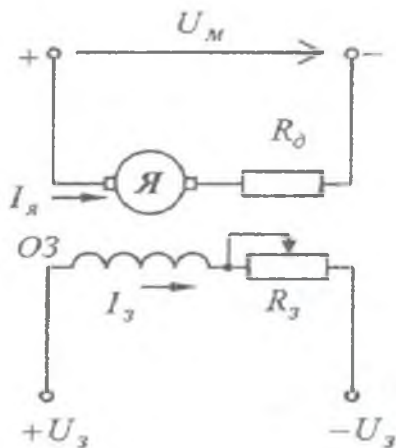
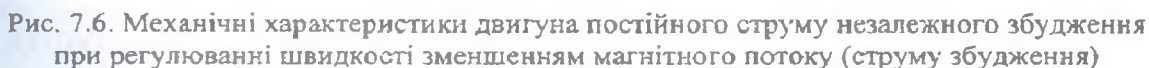


Рис. 7.5. Схема вмикання двигуна при регулюванні швидкості зменшенням магнітного потоку (струму збудження)



Для побудови механічних характеристик при ослабленні потоку використовують дві точки:

де ω_0 і $M_{к.з.}$ — швидкість ідеального холостого ходу і момент к.з., відповідні природній характеристиці.

Інший спосіб побудови штучної механічної характеристики заснований на визначенні спаду швидкості, наприклад, при номінальному моменті (рис. 7.6)

275

Знаючи $\omega_{0ш}$ і $\Delta\omega_{нш}$, можна побудувати штучну механічну характеристику, визначивши заздалегідь швидкість двигуна на штучній характеристиці при номінальному моменті $\omega_{нш} = \omega_{0ш} - \Delta\omega_{нш}$.

Оскільки при ослабленні магнітного потоку струм короткого замикання $I_{к.з.} = U_M / R_{я}$ не залежить від магнітного потоку, то всі електромеханічні характеристики перетинаються в цій точці (рис. 7.7).

Для побудови електромеханічної характеристики зручно використовувати дві точки з координатами: $I_{я} = 0$, $\omega = \omega_{0ш} = \omega_0 \Phi_n / \Phi$; $\omega = 0$, $I_{я} = I_{к.з.} = U_M / R_{я}$.

Можна також знайти перепад швидкості та швидкість на штучній характеристиці при $I_{я} = I_n$

$$\Delta\omega_{нш} = \Delta\omega_n (\Phi_n / \Phi); \omega_{нш} = \omega_{0ш} - \Delta\omega_{нш}$$

і побудувати штучну електромеханічну характеристику.

Звичайно на практиці для регулювання Φ в широких межах обмотка збудження підключається до керованого тиристорного перетворювача. Лише в найпростіших випадках для регулювання струму збудження у коло обмотки збудження вмикають додатковий опір, як показано на рис. 7.5. Проте і в цьому випадку, унаслідок невеликої потужності кола збудження, досягається висока плавність і економічність регулювання.

Простота та економічність даного способу регулювання визначають його широке застосування на практиці. Збільшення швидкості вище номінальної зменшенням магнітного потоку допускається лише для спеціальних двигунів, які за механічною міцністю та іншими показниками розраховані на роботу з підвищеною швидкістю. У паспорті таких двигунів вказується номінальна й максимальна швидкість, відповідна ослабленому магнітному потоку.

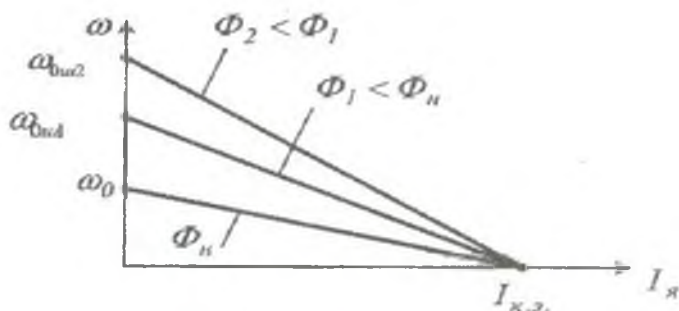


Рис. 7.7. Електромеханічні характеристики двигуна постійного струму при зменшенні магнітного потоку

Межі збільшення швидкості обмежуються декількома умовами:

- обмеження щодо механічної міцності якоря (відцентрові сили, діючі на обмотку і колектор, можуть порушити їх міцність);
- при збільшенні швидкості порушуються умови нормальної комутації внаслідок зростання реактивної ЕРС, яка наводиться в комутуючих секціях.

Надмірне іскріння під щітками може призвести до виникнення кругового вогню і короткого замикання на вході машини. Це одне з найсерйозніших пошкоджень машини;

– при ослабленні потоку механічні характеристики стають більш м'якими (збільшується нахил), що може викликати нестійку роботу двигуна (коливання швидкості) при поштовхах навантаження унаслідок додаткового розмагнічування двигуна через реакцію якоря.

З урахуванням цих обмежень діапазон збільшення швидкості при ослабленні магнітного потоку звичайно складає (див. додаток 1):

- для двигунів малої потужності (до 10 кВт) $D_n \leq 4$;
- для двигунів середньої потужності (від 10 до 100 кВт) $D_n \leq 2,5$;
- для двигунів великої потужності (більше 100 кВт) $D_n \leq 1,75$.

Слід підкреслити, що найкращим способом регулювання швидкості механізмів, у яких момент опору при збільшенні швидкості змінюється таким чином, що потужність залишається постійною, є ослаблення магнітного потоку. При виборі такого способу регулювання встановлена потужність двигуна зменшується приблизно в D_n раз, де D_n – діапазон зміни швидкості зменшенням магнітного потоку. Це зауваження справедливе і для частотно-регульованих приводів з асинхронними двигунами.

На базі двигунів постійного струму з незалежним збудженням реалізуються на практиці порівняно прості розімкнені схеми регулювання швидкості, що забезпечують діапазон регулювання $D = 1:8$. У таких схемах для пуску і регулювання швидкості до номінальної використовується реостатне регулювання, а вище за номінальну – ослабленням магнітного потоку.

Приклад 7.2. Для двигуна постійного струму ($P_n = 8,0$ кВт, $U_n = 220$ В, $I_n = 43,8$ А, $n_n = 1050$ об/хв, $r_{\text{я}} = r_{\text{об.я}} + r_{\text{дн}} = 0,303$ Ом, $R_{\text{оз}} = 76$ Ом) розрахувати та побудувати електромеханічні та механічні характеристики при таких струмах збудження: $I_z = I_{zn}$; $I_z = 0,7I_{zn}$; $I_z = 0,4I_{zn}$.

При розрахунках використовувати універсальну характеристику намагнічування (рис. 7.8).

Розв'язання. Номінальна кутова швидкість

$$\omega_n = \frac{\pi \cdot n_n}{30} = \frac{3,14 \cdot 1050}{30} = 109,9 \text{ рад/с.}$$

Конструктивний коефіцієнт двигуна при номінальному магнітному потоці

$$K\Phi_n = \frac{U_n - I_n r_{\text{я}}}{\omega_n} = \frac{220 - 43,8 \cdot 0,303}{109,9} = 1,88 \text{ Вс/рад.}$$

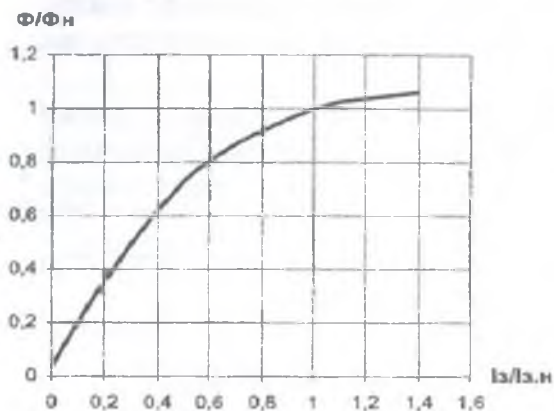


Рис. 7.8. Універсальна характеристика намагнічування машин постійного струму

Номінальний електромагнітний момент

$$M_H = k\Phi_H I_H = 1,88 \cdot 43,8 = 82,3 \text{ Н}\cdot\text{м}.$$

Відносне значення магнітного потоку при $I_z = 0,7I_{zH}$ і $0,4I_{zH}$ знаходиться за допомогою кривої намагнічування рис. 7.8.

$$\Phi_1^* = 0,9; \Phi_2^* = 0,65.$$

Конструктивні коефіцієнти двигуна при ослабленому магнітному потоці:

$$K\Phi_1 = 0,9K\Phi_H = 0,9 \cdot 1,88 = 1,69 \text{ Вб/рад};$$

$$K\Phi_2 = 0,65K\Phi_H = 0,65 \cdot 1,88 = 1,22 \text{ Вб/рад}.$$

Швидкість ідеального холостого ходу при ослабленому магнітному потоці

$$\omega_{01} = \frac{U_H}{K\Phi_1} = \frac{220}{1,69} = 130,2 \text{ рад/с};$$

$$\omega_{02} = \frac{U_H}{K\Phi_2} = \frac{220}{1,22} = 180,33 \text{ рад/с}.$$

Перепад (падіння) швидкості при номінальному моменті

$$\Delta\omega_{H1} = \Delta\omega_H \left(\frac{K\Phi_H}{K\Phi_1} \right)^2 = \frac{\omega_0 - \omega_H}{\Phi_1^{*2}} = \frac{117 - 109,9}{0,9^2} = 7,53 \text{ рад/с};$$

$$\Delta\omega_{H2} = \frac{\omega_0 - \omega_H}{\Phi_2^{*2}} = \frac{117 - 109,9}{0,65^2} = 14,4 \text{ рад/с}.$$

Кутова швидкість двигуна на штучних характеристиках при $M = M_n$

$$\begin{aligned}\omega_{n1} &= \omega_{01} - \Delta\omega_{n1} = 130,2 - 7,53 = 122,7 \text{ рад/с;} \\ \omega_{n2} &= \omega_{02} - \Delta\omega_{n2} = 180,33 - 14,4 = 165,9 \text{ рад/с.}\end{aligned}$$

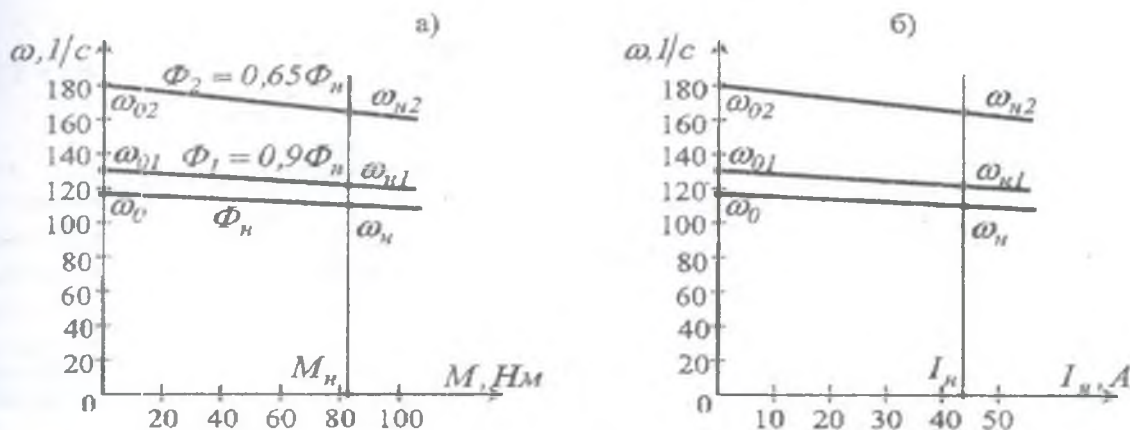


Рис. 7.9. Природні та штучні механічні (а) і електромеханічні (б) характеристики при ослабленні потоку

Для розрахунку штучних електромеханічних характеристик знаходять кутові швидкості двигуна при ослабленому потоці, відповідні номінальному струму

$$\begin{aligned}\omega_{n1} &= \omega_{01} - \frac{\Delta\omega_n}{\Phi_1^*} = 130,2 - \frac{6,1}{0,9} = 123,4 \text{ рад/с;} \\ \omega_{n2} &= \omega_{02} - \frac{\Delta\omega_n}{\Phi_2^*} = 180,33 - \frac{6,1}{0,65} = 171 \text{ рад/с,}\end{aligned}$$

де $\Delta\omega_n = \omega_0 - \omega_n = 117 - 109,9 = 6,1$.

За отриманими даними на рис. 7.9 (див. вище) побудовані механічні та електромеханічні характеристики.

7.4. Регулювання швидкості імпульсною зміною додаткового опору

Схема імпульсного регулювання додаткового опору за допомогою керованих ключів (транзисторних або тиристорних) наведена на рис. 7.10. Імпульсне регулювання додаткового опору засноване на періодичній комутації з високою частотою (замикання і розмикання) ключа за певним законом (введення в коло якоря R_d або його закорочування).

При замкненому стані ключа ($R_d = 0$) струм якоря та швидкість двигуна збільшуються, а при розімкненому в коло якоря вмикається R_d , внаслідок чого струм якоря та швидкість зменшуються. При високій частоті комутації ключа коливання струму якоря та швидкості біля середнього значення будуть

незначними. Середнє значення струму визначається моментом навантаження, а середня швидкість залежить від моменту навантаження та відносно часу замкнутого стану ключа (шпаруватість керуючих імпульсів).

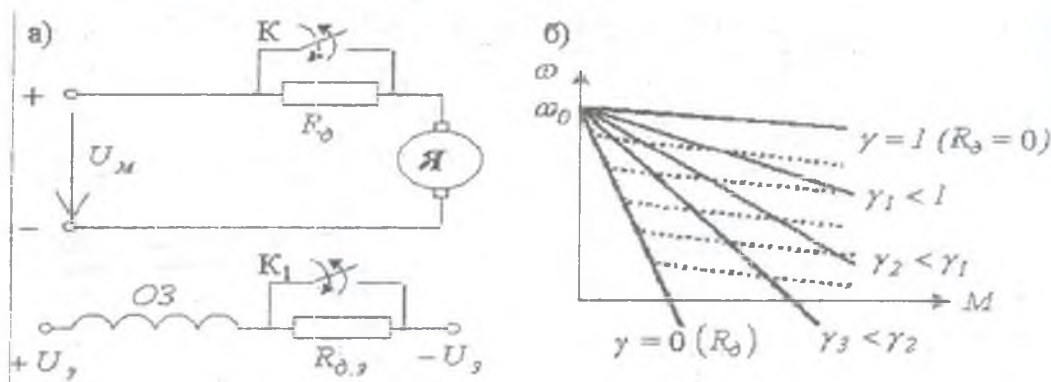


Рис. 7.10. Схема вмикання (а) та механічні характеристики (б) двигуна при імпульсному регулюванні додаткового опору: — розімкнена система; замкнена система

Відносний час замкнутого стану ключа називають шпаруватістю

$$\gamma = t_z / T_K,$$

де t_z — час замкнутого стану ключа; $T_K = t_z + t_p$ — період комутації; t_p — розімкнений стан ключа.

Зв'язок між додатковим опором при імпульсному регулюванні та шпаруватістю γ виражається лінійною залежністю

$$R_{d,im} = R_d(1 - \gamma). \quad (7.11)$$

Існують два основні способи керування ключем К: а) широтно-імпульсне; б) частотно-імпульсне. У першому випадку період комутації ключа T_K залишається незмінним, а змінюється відношення замкнутого стану ключа до періоду комутації, тобто регулюється шпаруватість. При частотно-імпульсному регулюванні час замкнутого стану ключа залишається сталим, а час комутації змінюється, а отже, і частота комутації. При такому способі регулювання також змінюється шпаруватість. Частотно-імпульсне керування може бути реалізоване іншим способом: час розімкненого стану ключа залишається сталим, а T_K змінюється.

Для побудови механічних характеристик розглядають граничні режими роботи ключа: ключ постійно замкнений ($R_d = 0$), двигун працює на природній характеристиці; ключ розімкнений, двигун працює на штучній характеристиці, яка відповідає опорі R_d . Плавню змінюючи шпаруватість імпульсів, можна отримати сімейство характеристик, розташованих усередині цих двох характеристик (рис. 7.10, б).

З урахуванням (7.11) рівняння електромеханічної та механічної характеристик мають вигляд:

$$\omega = \frac{U_M - I_A[r_A + R_D(1 - \gamma)]}{K\Phi};$$

$$\omega = \frac{U_M}{K\Phi} - \frac{M[r_A + R_D(1 - \gamma)]}{(K\Phi)^2}$$

Для стабілізації швидкості та розширення діапазону регулювання використовують замкнені системи регулювання з різними зворотними зв'язками. При цьому отримують сімейство характеристик, паралельних одна одній, показаних на рис. 7.10, б пунктирними лініями.

Імпульсний метод регулювання можна так само застосувати для ослаблення магнітного потоку двигуна незалежного збудження, для чого в коло обмотки збудження вмикається додатковий опір $R_{D,z}$ і паралельно йому ключ К1 (рис. 7.10, а), шпаруватість γ якого регулюється від 1 до 0. При цьому струм в обмотці збудження змінюється від номінального до значення $I_z = U_z / (r_{Oz} + R_{D,z})$ і отримують сімейство механічних характеристик, розташованих вище природної (регулювання швидкості вище номінальної).

Основні показники регулювання швидкості імпульсною зміною додаткового опору – такі ж, як і реостатного. Проте втрати енергії при імпульсному регулюванні будуть трохи вищі через наявність змінної складової струму якоря, яка збільшує втрати в сталі та міді двигуна. Імпульсне параметричне регулювання може бути застосоване також для регулювання швидкості двигунів послідовного та змішаного збудження.

7.5. Регулювання швидкості двигуна незалежного збудження шунтуванням якоря

У ряді випадків для одержання знижених швидкостей при відносно жорстких механічних характеристиках застосовують схему з шунтуванням якоря при обов'язковій наявності додаткового опору в колі якоря (рис. 7.11). У даній схемі якір двигуна виявляється увімкнутим на частину напруги, створеною розподільником на опорах $R_{ш}$ і R_D , причому розподіл напруги між цими опорами залежить від навантаження, тому що спад напруги на додатковому опорі, увімкненому послідовно з якорем, залежить від струму якоря.

Рівняння електромеханічної і механічної характеристик в схемі з шунтуванням якоря можна отримати на підставі таких співвідношень для схеми рис. 7.11, а:

$$U_M = E_{Dz} + I_A r_A + I_D R_D;$$

$$\begin{aligned} I_{\partial} &= I_{\text{я}} + I_{\text{ш}}; \\ U_{\text{я}} &= E_{\partial\text{в}} + I_{\text{я}}r_{\text{я}} = I_{\text{ш}}R_{\text{ш}}. \end{aligned} \quad (7.12)$$

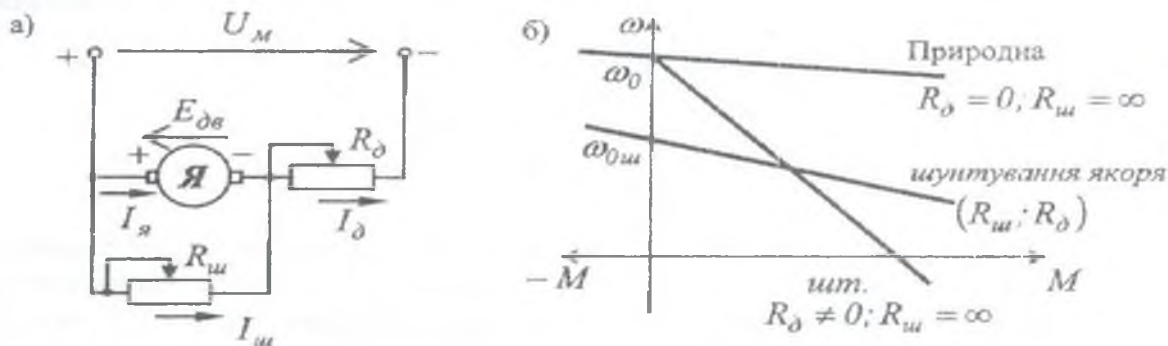


Рис. 7.11. Схема увімкнення (а) та механічні характеристики (б) двигуна незалежного збудження при шунтуванні якоря

З перших двох рівнянь

$$E_{\partial\text{в}} = U_{\text{м}} - I_{\text{я}}r_{\text{я}} - (I_{\text{ш}} + I_{\text{я}})R_{\partial}.$$

Підставляючи в це рівняння значення $I_{\text{ш}}$ з третього рівняння і врахувавши, що $E_{\partial\text{в}} = K\Phi\omega$, $M = K\Phi I_{\text{я}}$, отримують рівняння електромеханічної та механічної характеристик:

$$\omega = \omega_0 \frac{R_{\text{ш}}}{R_{\text{ш}} + R_{\partial}} - \frac{I_{\text{я}}}{K\Phi} \left(r_{\text{я}} + \frac{R_{\text{ш}}R_{\partial}}{R_{\text{ш}} + R_{\partial}} \right); \quad (7.13)$$

$$\omega = \omega_0 \frac{R_{\text{ш}}}{R_{\text{ш}} + R_{\partial}} - \frac{M}{(K\Phi)^2} \left(r_{\text{я}} + \frac{R_{\text{ш}}R_{\partial}}{R_{\text{ш}} + R_{\partial}} \right). \quad (7.14)$$

З наведених рівнянь видно, що статичні характеристики двигуна незалежного збудження в схемі з шунтуванням якоря лінійні. Крім того, швидкість ідеального холостого ходу знижується в $(R_{\text{ш}} + R_{\partial})/R_{\text{ш}}$ разів порівняно з реостатним регулюванням. Це зумовлено тим, що при шунтуванні якоря і $I_{\text{я}} = 0$ зменшується напруга, прикладена до двигуна, на величину спадання напруги в послідовно включеному опорі R_{∂} , по якому протікає струм, за відсутності струму якоря.

Жорсткість характеристики при шунтуванні якоря більше, ніж на реостатній характеристиці з тим же R_{∂} , оскільки

$$r_{\text{я}} + \frac{R_{\text{ш}}R_{\partial}}{R_{\text{ш}} + R_{\partial}} < r_{\text{я}} + R_{\partial}.$$

Внаслідок цього в схемах шунтування якоря забезпечується більша точність регулювання швидкості.

Жорсткість механічної характеристики та швидкість ідеального холостого ходу $\omega_{0ш}$ при шунтуванні якоря залежать від співвідношення послідовного та шунтуючого опорів, змінюючи яке, можна регулювати нахил характеристик.

Для аналізу впливу $R_{ш}$ на вигляд механічної характеристики вважатимемо $R_{\delta} = \text{const}$ і розглянемо два граничні випадки:

– опір $R_{ш} = \infty$, а $R_{\delta} = \text{const}$, то має місце звичайна схема вмикання двигуна з додатковим опором (характеристика 2 рис. 7.12, а);

– опір $R_{ш} = 0$ – двигун працює в режимі динамічного гальмування із закороченим якорем і його механічна характеристика проходить через початок координат паралельно природній характеристиці (характеристика 3 рис. 7.12, а).

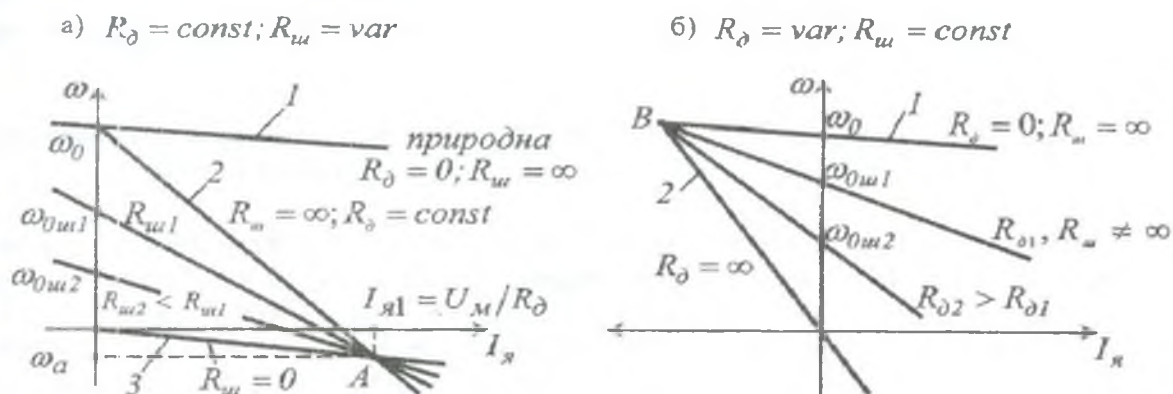


Рис. 7.12. Електромеханічні характеристики при шунтуванні якоря двигуна незалежного збудження: а) при $R_{\delta} = \text{const}, R_{ш} = \text{var}$; б) при $R_{ш} = \text{const}, R_{\delta} = \text{var}$

Решта характеристик при зміні $R_{ш}$ від нуля до нескінченності розташовуються в межах кута, створеного граничними характеристиками 2 і 3 (рис. 7.12, а). Отримане при цьому сімейство характеристик перетинається в одній точці А, в якій $R_{ш}$ не робить впливу на струм в послідовному додатковому спорі, тобто $I_{ш} = 0$. Це відбувається тоді, коли напруга на шунті (якорі) дорівнює нулю

$$U_{ш} = E_{\delta\phi} + I_{я1}r_{я} = 0,$$

звідки швидкість двигуна в точці А рис. 7.12

$$\omega_a = -I_{я1}r_{я} / K\Phi = -\omega_0 r_{я} / R_{\delta}.$$

При $\omega > \omega_{0ш}$ відбувається режим генераторного гальмування й енергія виділяється в опорах якірного кола.

Аналіз впливу R_{δ} при $R_{ш} = const$ може бути проведений аналогічним чином. У даному випадку граничними характеристиками є природна характеристика 1 рис. 7.12, б і характеристика 2 динамічного гальмування, які перетинаються в точці В. При $R_{\delta} = \infty$ (характеристика 2) двигун відключений від мережі, працює в режимі динамічного гальмування на зовнішній опір і його характеристика $\omega = -(r_{я} + R_{ш})I_{я}/K\Phi$ проходить через початок координат.

Решта характеристик, отриманих при $R_{\delta} = var$ і $R_{ш} = const$, перетинаються також в точці В (рис. 7.12, б), в якій послідовно ввімкнений додатковий опір не впливає на струм якоря, тобто коли через цей опір не проходить струм.

Регулювання швидкості двигуна незалежного збудження шунтуванням якоря здійснюється вниз від основної характеристики при $M = const$. Економічні показники цього способу невеликі через значні втрати енергії в регулювальних опорах $R_{ш}$ і R_{δ} .

7.6. Регулювання швидкості двигуна послідовного збудження шунтуванням якоря та обмотки збудження

Двигун послідовного збудження дозволяє отримати ряд комбінацій для створення (шляхом шунтування) паралельних контурів у колах якоря. Зі всього різноманіття схем розглянемо такі: шунтування обмотки якоря за наявності послідовного опору (рис. 7.13); шунтування якоря і обмотки збудження за наявності загального додаткового опору (рис. 7.14); шунтування обмотки збудження (рис. 7.15).

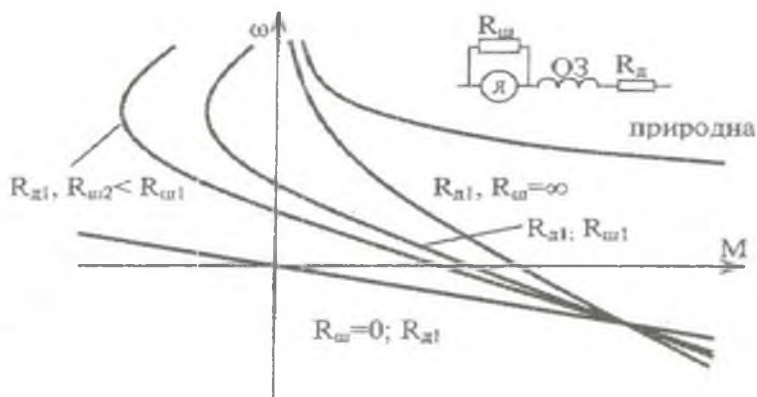


Рис. 7.13. Механічні характеристики двигуна послідовного збудження при шунтуванні якоря

Наявність опору, що шунтує тільки обмотку якоря (рис. 7.13), створює можливість протікання струму по обмотці збудження при відсутності струму в колі якоря, внаслідок чого забезпечується не тільки можливість роботи в

режимі холостого ходу, а також у певних межах у режимі генераторного гальмування.

Збільшення магнітного потоку за рахунок струму шунтуючого резистора, а також додатковий спад напруги на послідовно увімкненому опорі викликає значне зниження швидкості (рис. 7.13).

Подібно тому, як це було для двигуна незалежного збудження при $R_{\partial} = \text{const}$ і зміні опору $R_{ш}$, виходить сімейство характеристик, які перетинаються в одній точці і розміщуються між двома крайніми характеристиками:

– $R_{ш} = \infty$ – звичайна реостатна характеристика за наявності додаткового опору R_{∂} ;

– $R_{ш} = 0$ – режим динамічного гальмування із замкнутим якорем (характеристика проходить через початок координат).

Решта характеристик при зміні $R_{ш}$ і $R_{\partial} = \text{const}$ лежать усередині кута, що утворюється вказаними характеристиками і перетинаються в одній точці, для якої $I_{я} = U_{м} / R_{\partial} + r_{\partial з}$.

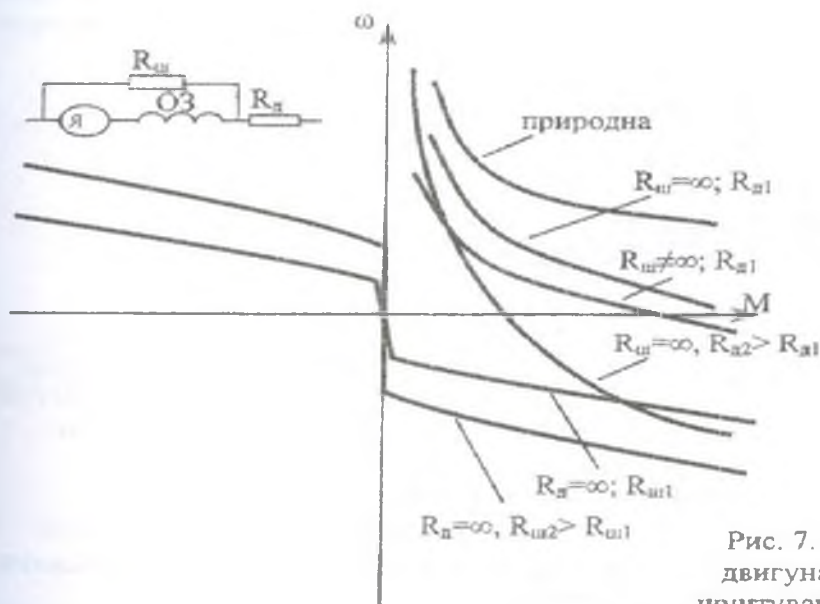


Рис. 7.14. Механічні характеристики двигуна послідовного збудження при шунтуванні якоря та обмотки збудження

При $\omega > \omega_{0ш}$ двигун переходить в режим генератора, замкнутого на $R_{ш}$.

У межі, коли $\omega \rightarrow \infty$, $E_{\partial в} \rightarrow U_{м}$ струм, споживаний з мережі, і струм збудження прагнуть наблизитись до нуля, а струм якоря до граничного значення

$$I_{я.гр} = -\frac{U_{м}}{R_{ш}},$$

при цьому момент двигуна прагне до нуля.

У другому випадку двигун з шунтуючим його опором вмикається до мережі через загальний послідовний опір R_∂ (рис. 7.14). Механічні характеристики при $R_{ш} = \infty$ і зміні послідовного опору R_∂ від нуля до нескінченності є звичайними характеристиками двигуна послідовного збудження при нормальній схемі його увімкнення та наявності R_∂ . При $R_\partial = const$ і $R_{ш} = var$ усі характеристики перетинаються в одній точці, де $I_\Delta = U_M / R_\partial$. Під час зменшення $R_{ш}$ знижується швидкість, збільшується модуль жорсткості характеристики. При $R_\partial = var$ і $R_{ш} = const$ механічні характеристики не перетинаються. При незначних навантаженнях характеристики, як і в нормальній схемі, дуже м'які і асимптотично наближаються до осі ординат.

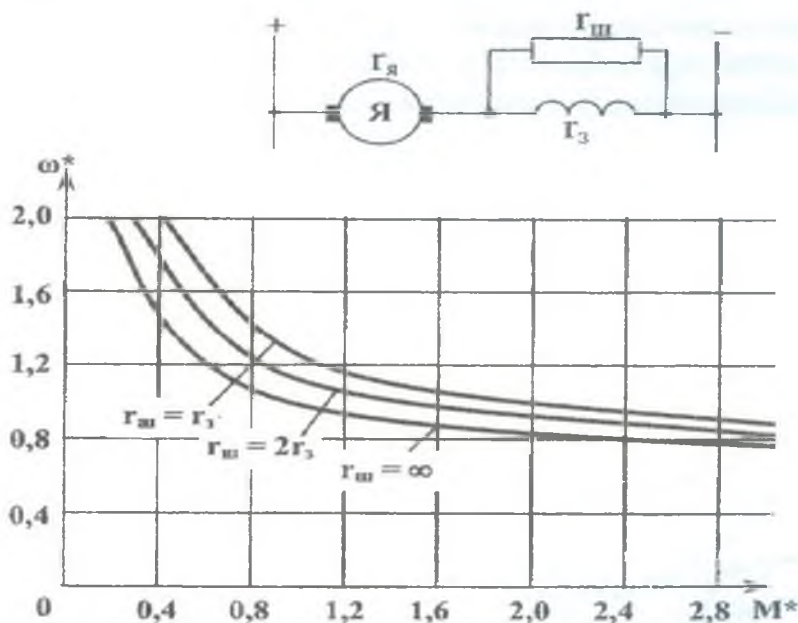


Рис. 7.15. Механічні характеристики двигуна послідовного збудження при шунтуванні обмотки

Аналіз механічних характеристик (рис. 7.14) показує:

- механічні характеристики при різних поєднаннях шунтуючого і послідовного опорів зберігають вид природної характеристики і при малих навантаженнях має місце різке збільшення швидкості;
- збільшення послідовного опору призводить до зменшення напруги, прикладеної до двигуна, що зменшує швидкість двигуна при заданому моменті опору;
- шунтуючий опір зменшує крутизну характеристики при великих навантаженнях, але виявляється малоефективним при малих навантаженнях;
- гальмування противмиканням можливе як для реактивного, так і для активного моментів опору;
- характеристики при послідовному опорі, рівному нескінченності, відповідають режиму динамічного гальмування.

Розглянуті вище схеми увімкнення призначені в основному для зменшення швидкості двигуна. Для отримання швидкості вище номінальної при постійній

напрузі мережі шунтують обмотку збудження (рис. 7.15). При цьому струм в обмотці збудження, визначуваний як

$$I_z = I_{\text{я}} \frac{R_{\text{ш}}}{R_{\text{ш}} + R_z},$$

зменшується в порівнянні з нормальною схемою ввімкнення. Внаслідок цього швидкість збільшується. Загальний вид механічної характеристики зберігається, але всі вони зміщуються у бік великих швидкостей. Допустимий за умов нагріву момент зменшується через зменшення магнітного потоку.

7.7. Регулювання швидкості двигунів постійного струму зміною напруги живлення

Плавне і економічне регулювання швидкості двигуна постійного струму в широких межах реалізується шляхом зміни напруги, прикладеної до якоря. Для цього двигун підключається до незалежного керованого перетворювача, вихідна напруга якого регулюється в широких межах. Потужність цих перетворювачів дещо більше за потужність електродвигуна. Як керовані перетворювачі використовуються:

- генератор постійного струму (система Г-Д);
- керований тиристорний перетворювач (система ТП-Д);
- широтно-імпульсний перетворювач (система ШІП-Д).

Кожна система має свої особливості, які розглядаються нижче.

7.8. Регулювання швидкості в системі Г-Д

Принципова схема Г-Д наведена на рис. 7.16. У системі Г-Д двигун, швидкість якого потрібно регулювати, вмикається до генератора без додаткових опорів.

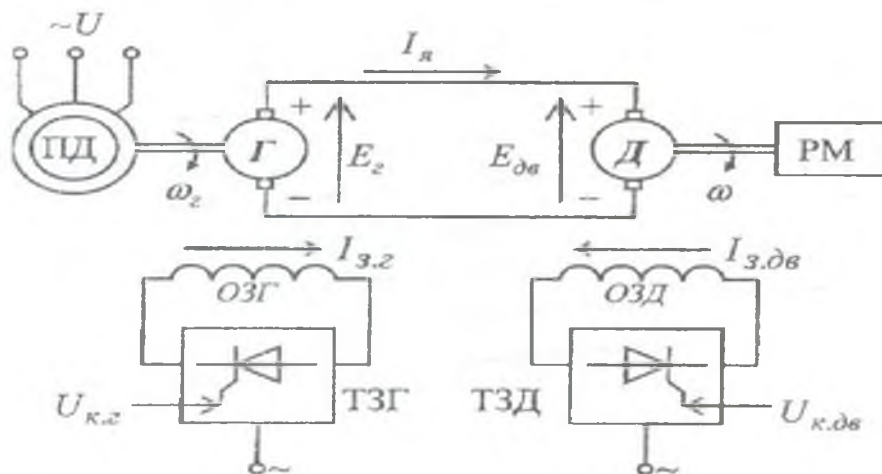


Рис. 7.16. Принципова схема системи Г-Д

Генератор приводиться в обертання за допомогою привідного двигуна ПД (асинхронного або синхронного), утворюючи разом електромашинний перетворювач. Вихідна напруга генератора регулюється в широких межах, шляхом зміни струму в обмотці збудження. Для цього обмотка збудження живиться від регульованого тиристорного збудника (ТЗГ). При необхідності регулювання швидкості зміною магнітного потоку двигуна його обмотка збудження також одержує живлення від тиристорного збудника (ТЗД).

Перевагою асинхронного привідного двигуна є простота і надійність, менша коливальність. Синхронний двигун завдяки автоматичному регулюванню струму збудження не критичний до коливань напруги і може працювати з коефіцієнтом потужності, рівним одиниці.

Рівняння електромеханічної та механічної характеристик двигуна при заданій ЕРС генератора E_z будуть такими ж, як і при живленні від мережі:

$$\omega = \frac{E_z - I_{я}(r_{я.г} + r_{я.дв})}{K\Phi}, \quad (7.15)$$

$$\omega = \frac{E_z}{K\Phi} - \frac{M(r_{я.г} + r_{я.дв})}{(K\Phi)^2}, \quad (7.16)$$

де $r_{я.г}$, $r_{я.дв}$ – внутрішній опір якоря генератора і двигуна.

Кожному значенню E_z відповідає певне значення швидкості ідеального холостого ходу, тому при зміні E_z отримують сімейство механічних характеристик, паралельних одна одній (рис. 7.17).

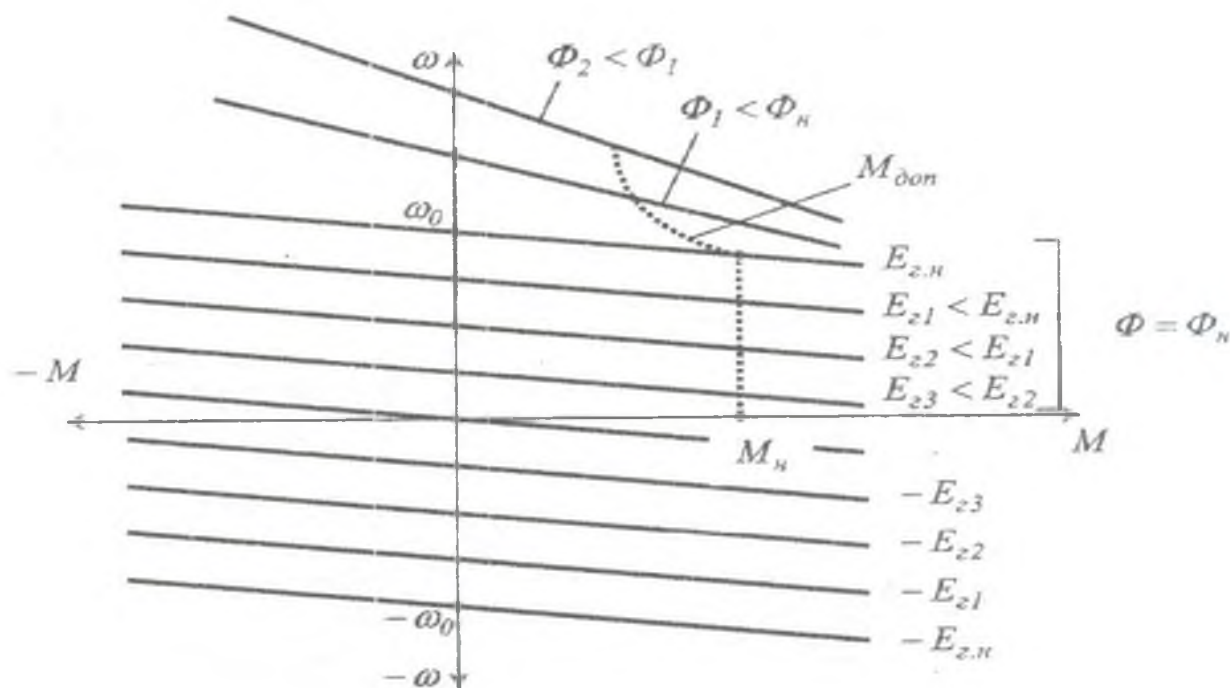


Рис. 7.17. Механічні характеристики двигуна незалежного збудження в системі Г-Д

Через наявність опору генератора $r_{я,г}$ спад швидкості в системі Г-Д

$$\Delta\omega = \frac{M(r_{я,г} + r_{я,дв})}{(K\Phi)^2}$$

більше, ніж на природній характеристиці. Тому механічні характеристики в системі Г-Д мають меншу жорсткість (більший нахил). З цієї причини в звичайних системах Г-Д діапазон регулювання $D = 8 \dots 10$.

Для розширення діапазону регулювання використовують двозонне регулювання швидкості зменшенням магнітного потоку. При цьому загальний діапазон регулювання складає $D = 25 \dots 30$. Подальше розширення діапазону регулювання досягається застосуванням замкнених систем, внаслідок чого діапазон регулювання досягає декількох сотень.

Відносно тривало допустимого навантаження система Г-Д забезпечує для двигунів з природним і примусовим охолодженням регулювання $M_{дон} = const$ при зміні E_2 і $P_{дон} = const$ при зміні магнітного потоку.

У системі Г-Д можна легко реалізувати режим рекуперативного гальмування при будь-якій швидкості, для чого необхідно зменшити струм збудження генератора, а отже, і E_2 , настільки, щоб $E_{дв} > E_2$. При цьому струм у колі якоря змінює напрям, а момент двигуна стає гальмівним.

Реверс в системі Г-Д здійснюється зміною полярності напруги генератора шляхом зміни напрямку струму в обмотці збудження, для чого тиристорний збудник генератора ТЗГ повинен бути реверсивним.

До переваг системи Г-Д слід віднести:

- плавність і порівняно великий діапазон регулювання швидкості;
- можливість гальмування з рекуперацією енергії в мережу при будь-яких швидкостях;
- проста реалізації реверсу без перемикання в колі якоря.

Разом з перерахованими перевагами система Г-Д володіє суттєвими недоліками, до яких відносяться:

- велика сумарна потужність встановленого обладнання $P_{\Sigma} = (3,5 \dots 4,0) P_{н.дв}$;
- низький ККД $\eta = \eta_{нд} \cdot \eta_2 \cdot \eta_{дв} \leq (0,75 \dots 0,8)$;
- велика громіздкість і необхідність установки трьох фундаментів;
- велика первинна вартість обладнання;
- великі експлуатаційні витрати.

Регулювання швидкості зміною напруги живлення використовується також і для двигунів послідовного збудження.

Приклад 7.3. Для системи Г-Д необхідно:

- вибрати генератор;
- побудувати природну і штучні електромеханічні характеристики відповідно при $E_2 = 0,75 E_{2,н}$, $E_2 = 0,5 E_{2,н}$, $E_2 = 0,3 E_{2,н}$;
- визначити діапазон регулювання в системі при номінальному струмі збудження двигуна за умови, що струм навантаження може короткочасно змінитися до $I_{я} = 2 I_{н}$.

Паспортні дані двигуна: $P_H = 29$ кВт, $U_H = 440$ В, $I_H = 76$ А, $n_H = 1000$ об/хв, $r_{я.дв} = 0,065 R_H$.

Розв'язання. Потужність, споживана двигуном

$$P_{дв} = U_H I_H \cdot 10^{-3} = 440 \cdot 76 \cdot 10^{-3} = 33,4 \text{ кВт.}$$

Знаючи потужність двигуна, вибирають за каталогом генератор типу ПН-270 ($P_{H,2} = 41$ кВт, $U_{H,2} = 460$ В, $I_{H,2} = 89$ А, $n_{H,2} = 1470$ об/хв, $r_{я,2} = 0,065 R_{H,2}$).

Опір якоря двигуна

$$r_{я.дв} = 0,065 R_H = 0,065 \frac{U_H}{I_H} = 0,065 \frac{440}{76} = 0,377 \text{ Ом.}$$

Опір якоря генератора

$$r_{я,2} = 0,065 R_{H,2} = 0,065 \frac{460}{89} = 0,336 \text{ Ом.}$$

Повний опір якрірного кола

$$R_{я} = r_{я.дв} + r_{я,2} = 0,377 + 0,336 = 0,713 \text{ Ом.}$$

Номінальна кутова швидкість двигуна

$$\omega_H = \frac{\pi \cdot n_H}{30} = \frac{3,14 \cdot 1000}{30} = 104,7 \text{ рад/с.}$$

Конструктивний коефіцієнт двигуна (коефіцієнт ЕРС)

$$K\Phi = \frac{U_H - I_H r_{я.дв}}{\omega_H} = \frac{440 - 76 \cdot 0,377}{104,7} = 3,93 \text{ В·с/рад.}$$

Швидкість ідеального холостого ходу

$$\omega_0 = \frac{U_H}{K\Phi} = \frac{440}{3,93} = 111,9,6 \text{ рад/с.}$$

Швидкість ідеального холостого ходу для вказаних значень ЕРС генератора:

$$\omega_{01} = \frac{0,75 E_{2,H}}{K\Phi} = \frac{0,75 \cdot 460}{3,93} = 87,8 \text{ рад/с;}$$

$$\omega_{02} = \frac{0,5 E_{2,H}}{K\Phi} = \frac{0,5 \cdot 460}{3,93} = 58,5 \text{ рад/с;}$$

$$\omega_{03} = \frac{0,3 E_{2,H}}{K\Phi} = \frac{0,3 \cdot 460}{3,93} = 35,1 \text{ рад/с.}$$

За отриманими даними на рис. 7.18 побудовані електромеханічні характеристики.

За умов задачі нижня межа регулювання швидкості $\omega_{\min}$ визначається за характеристикою, що проходить через точку $(\omega = 0; I_{\text{я}} = 2I_{\text{н}})$ (пряма 1 рис. 7.18). Для цієї характеристики $\omega_{\min} = \Delta\omega_{\text{н}}$, тобто

$$\Delta\omega_{\text{н}} = \omega_{\min} = \frac{I_{\text{н}} R_{\text{я}}}{K\Phi} = \frac{76 \cdot 0,713}{3,93} = 13,8 \text{ рад/с.}$$

Діапазон регулювання, визначуваний відношенням

$$D = \frac{\omega_{\text{н}}}{\omega_{\min}} = \frac{104,7}{13,8} = 7,4.$$

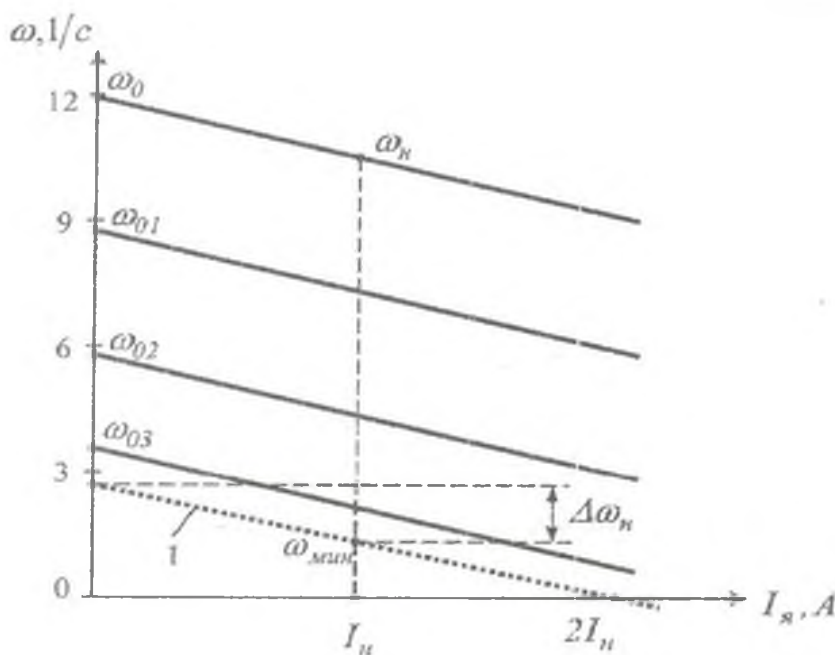


Рис. 7.18. Електромеханічні характеристики двигуна в системі Г-Д до прикладу 7.3

7.9. Динамічні властивості системи Г-Д

Генератор постійного струму в системі Г-Д має нелінійну і неоднозначну характеристику через насичення магнітного кола і явище гістерезису. Крім того, вихрові струми, що виникають в масивних елементах поздовжнього магнітного кола, перешкоджають зміні магнітного потоку в динаміці. Розглянемо спочатку урахування впливу вихрових струмів за допомогою опору, увімкнутого паралельно реактивному опору обмотки збудження від основного магнітного потоку, як показано на рис. 7.19. При урахуванні потоку

розсіювання відповідний йому опір слід вважати увімкненим послідовно з активним опором R_3 .

Операторний вхідний опір для схеми рис. 7.19 записується у вигляді

$$Z_{\text{вх}} = R_3 + \frac{pL_3 R_{\text{вс}}}{pL_3 + R_{\text{вс}}} = \frac{R_3(pL_3 + R_{\text{вс}}) + pL_3 R_{\text{вс}}}{pL_3 + R_{\text{вс}}}. \quad (7.17)$$

З наведеного виразу передаточна функція, що пов'язує i_3 і U_3 ,

$$W_3(p) = \frac{i_3(p)}{U_3(p)} = \frac{1}{Z_{\text{вх}}} = \frac{(1/R_3) \cdot (T_{\text{вс}} p + 1)}{(T_3 + T_{\text{вс}}) p + 1}, \quad (7.18)$$

де $T_3 = L_3/R_3$, $T_{\text{вс}} = L_3/R_{\text{вс}}$ – відповідно стала часу обмотки збудження і вихрових струмів, яка звичайно приймається $T_{\text{вс}} = (0,1..0,15) T_3$; $R_{\text{вс}}$ – опір, що враховує вплив вихрових струмів.

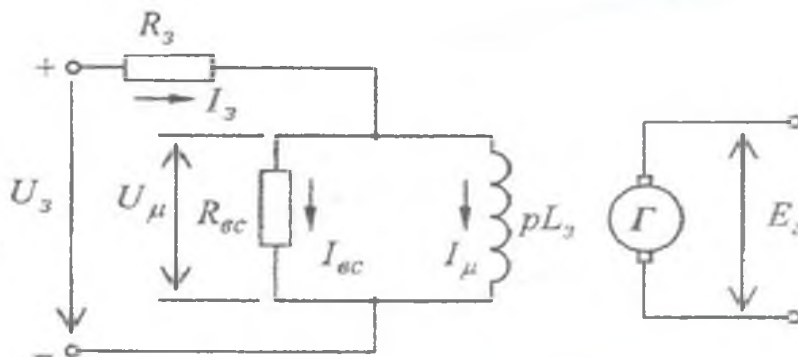


Рис. 7.19. Урахування впливу вихрових струмів за допомогою паралельно увімкненого опору $R_{\text{вс}}$

Намагнічувальний струм знаходять з умови

$$I_{\mu} = \frac{U_{\mu}}{pL_3} = \frac{i_3 R_{\text{вс}}}{pL_3 + R_{\text{вс}}} = \frac{i_3}{T_{\text{вс}} p + 1}, \quad (7.19)$$

де $U_{\mu} = i_3 Z_{\mu} = i_3 \frac{pL_3 R_{\text{вс}}}{pL_3 + R_{\text{вс}}}$ – напруга контуру намагнічування;

$Z_{\mu} = (pL_3 R_{\text{вс}})/(pL_3 + R_{\text{вс}})$ – операторний опір контуру намагнічування.

На основі (7.19) передаточна функція для магнітного потоку

$$W_{\varphi}(p) = \frac{\Phi(p)}{i_{\gamma}(p)} = \frac{K_{\varphi}(\Phi)}{T_{\text{ср}}p + 1}, \quad (7.20)$$

де $K_{\varphi}(\Phi) = \Delta\Phi/\Delta i_{\gamma}$ – нелінійний коефіцієнт передачі магнітного кола, визначуваний як тангенс кута нахилу дотичної в точці статичної рівноваги (рис. 7.20).

Якщо розмагнічувальна дія реакції якоря компенсується, а індуктивність якірного кола прийняти постійною, то рівняння електричної рівноваги в системі Г-Д без урахування вихрових струмів

$$\begin{aligned} E_z &= E_{\text{дв}} + i_{\gamma} R_{\text{як}} + L_{\text{як}} \frac{di_{\gamma}}{dt}; \\ E_z - E_{\text{дв}} &= i_{\gamma} R_{\text{як}} (1 + T_{\text{як}} p), \end{aligned} \quad (7.21)$$

де $R_{\text{як}} = r_{\text{я.дв}} + r_{\text{я.г}}$ – сумарний опір якірного кола системи Г-Д; $r_{\text{я.дв}}$, $r_{\text{я.г}}$ – повні внутрішні опори двигуна і генератора; $L_{\text{як}} = L_{\text{я.дв}} + L_{\text{я.г}}$ – сумарна індуктивність якірного кола, зумовлена потоками розсіювання.

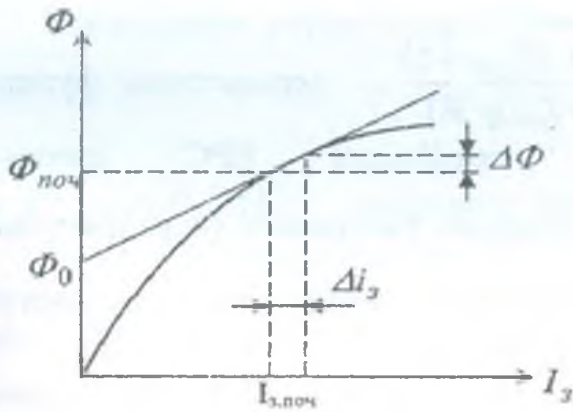


Рис. 7.20. До визначення коефіцієнта передачі нелінійного кола при лінеаризації кривої намагнічування

Тиристорний перетворювач для живлення обмотки збудження за наявності фільтра в каналі керування може бути представлений аперіодичною ланкою з передаточною функцією

$$W_{np} = \frac{K_{np}}{T_{np}p + 1}, \quad (7.22)$$

де $K_{np} = \Delta E_{np} / \Delta U_{\text{к}}$ – коефіцієнт підсилення перетворювача; T_{np} – стала часу перетворювача, яку приймають звичайно рівною 0,005...0,007 с.

При косинусоїдальній опорній напрузі коефіцієнт передачі $K_{np} = 2E_{\text{д0}}/U_{\text{сн.м}} = U_{\text{дн}}/U_{\text{кн}}$, де $E_{\text{д0}} = \kappa_{\text{сх}} U_{2\phi}$ – максимальне значення випрямленої ЕРС при куті керування $\alpha = 0$; $\kappa_{\text{сх}}$ – коефіцієнт, що залежить від

схеми випрямляння та кількості фаз випрямляча; $U_{оп.м}$ – амплітуда опорної напруги; $U_{2\phi}$ – вхідна напруга перетворювача (напруга мережі або вторинної обмотки узгоджувального трансформатора); $U_{дн}, U_{кн}$ – номінальна випрямлена напруга і керування.

На основі наведених виразів (7.18)...(7.22) структурна схема для лінійної ділянки кривої намагнічування генератора ($\kappa_{\phi} = const$) зображена на рис. 7.21.

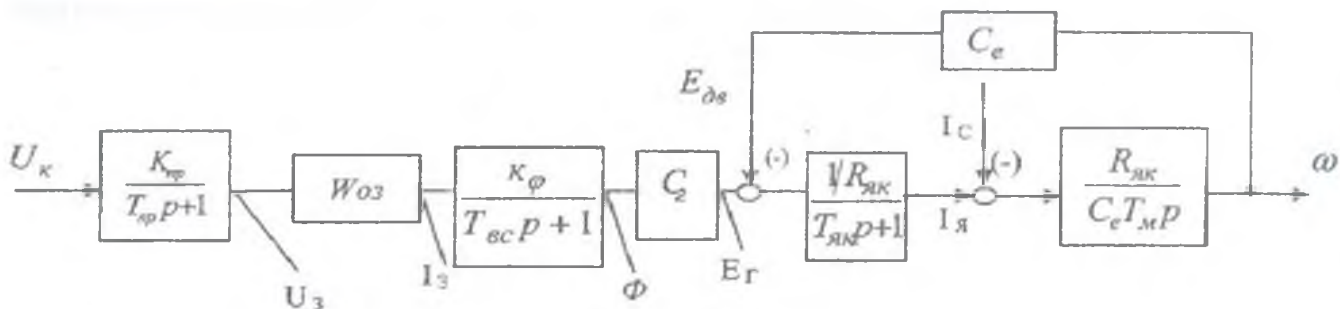


Рис. 7.21. Структурна схема розімкненої системи Г-Д для лінійної ділянки кривої намагнічування генератора з урахуванням впливу вихрових струмів

На рисунку позначено: $W_{03} = \frac{(1/R_3) \cdot (T_{\phiс} p + 1)}{(T_3 + T_{\phiс}) p + 1}$ – передаточна функція обмотки збудження; $C_e = K\Phi$ – коефіцієнт ЕРС двигуна, $C_2 = K_2 \omega_{2.ном} = \frac{p_2 N_2}{2\pi a_2} \omega_{2.ном}$ – коефіцієнт передачі генератора (конструктивна стала генератора); K_2 – коефіцієнт, залежний від конструктивних параметрів генератора; p_2, a_2 – кількість пар полюсів і паралельних гілок генератора.

Здійснюючи лінеаризацію (7.20) в околиці точки статичної рівноваги, підставляючи в цей вираз $\Phi = \Phi_{ноч} + \Delta\Phi$ і $i_3 = I_{3.ноч} + \Delta i_3$ отримаємо передаточну функцію у відхиленнях з постійним коефіцієнтом передачі

$$W_{\phi}(p) = \frac{\Delta\Phi(p)}{\Delta i_3(p)} = \frac{K_{\phi}}{T_{\phiс} p + 1}. \quad (7.23)$$

Структурна схема лінеаризованої системи Г-Д з урахуванням (7.23) матиме такий же вигляд, як і схема, подана на рис. 7.21, з тією лише різницею, що замість абсолютних значень величин фігуруватимуть їх прирости.

Згідно з (7.21) рівняння електромеханічної характеристики двигуна в системі Г-Д можна подати у вигляді:

$$C_e(\omega_0 - \omega) = R_{як}(T_я p + 1)i_я, \quad (7.24)$$

де $\omega_0 = E_2/C_e$ – швидкість ідеального холостого ходу двигуна в системі Г-Д;
 $C_e = K\Phi$ – коефіцієнт ЕДС двигуна; $T_я = L_{як}/R_{як}$ – електромагнітна стала часу.

Замінивши в наведеному виразі $i_я = M/C_e$, отримаємо рівняння механічної характеристики:

$$\beta(\omega_0 - \omega) = (T_я p + 1)M,$$

де $\beta = C_e^2/R_{як}$ – модуль статичної жорсткості механічної характеристики в системі Г-Д.

Для з'ясування основних динамічних властивостей системи Г-Д можна нехтувати впливом вихрових струмів і гістерезисом. При цьому для лінійної ділянки характеристики намагнічування генератора

$$U_3 = i_3 R_3 + L_3 \frac{di_3}{dt} = i_3 R_3 (1 + T_3 p),$$

де $T_3 = L_3/R_3$ – електромагнітна стала часу генератора з урахуванням потоків розсіювання.

З наведеного виразу напруга генератора визначається як

$$K'_2 U_3 = e_2 (1 + T_3 p),$$

де $K'_2 = \Delta E_2/\Delta U_3$ – коефіцієнт підсилення генератора за напругою.

На основі наведеного виразу з урахуванням (7.22) і передаточної функції двигуна (див. рис. 3.19) отримаємо узагальнену структурну схему системи Г-Д (рис. 7.22).

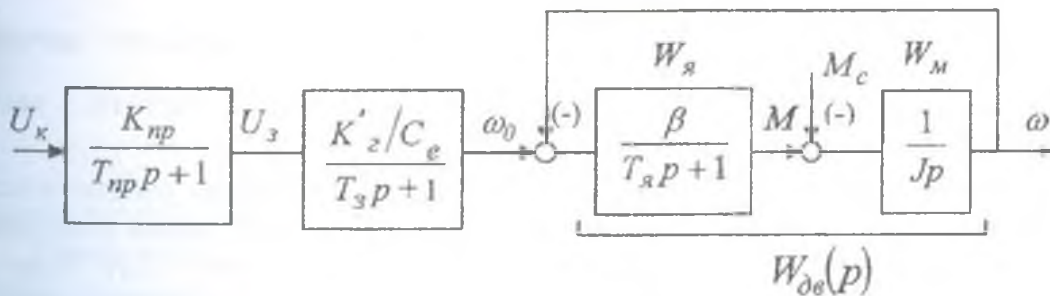


Рис. 7.22. Узагальнена структурна схема лінеаризованої розімкненої системи Г-Д

На основі рис. 7.22 структурна схема узагальненої розімкненої електромеханічної системи з лінійною (лінеаризованою) механічною характеристикою може бути зображена у вигляді, наведеному на рис. 7.23.

Згідно з рис. 7.23 передаточна функція двигуна щодо керуючої дії, отримана за загальним правилом перетворення структурних схем з одиничним зворотним зв'язком, має вигляд:

$$W_{\omega}(p) = \frac{\omega(p)}{\omega_0(p)} = \frac{1}{(T_{\text{я}}p + 1)T_{\text{м}}p + 1} = \frac{1}{T_{\text{я}}T_{\text{м}}p^2 + T_{\text{м}}p + 1}. \quad (7.25)$$

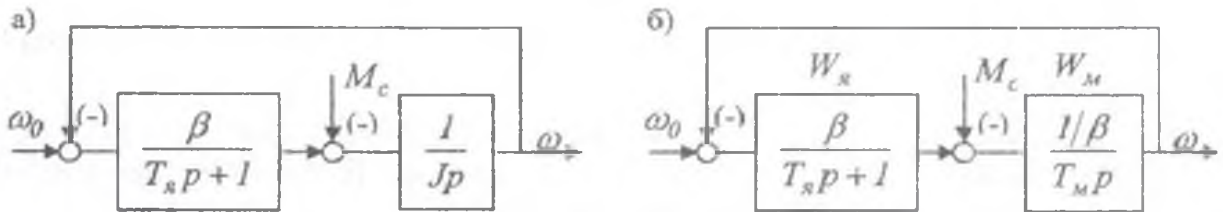


Рис. 7.23. Структурна схема узагальненої абсолютно жорсткої розімкненої електромеханічної системи з лінійною механічною характеристикою

Зіставляючи цей вираз з (3.27), видно, що динамічні властивості двигуна системи Г-Д відносно керуючої дії $e_z(\omega_0)$ аналогічні розглянутим в розділі 3.12 при живленні двигуна від мережі. Коливальність перехідного процесу визначається відношенням сталих часу $m = T_{\text{м}}/T_{\text{я}}$, а характер зміни швидкості в перехідних режимах і динамічні показники перехідного процесу залежать від коефіцієнта затухання (демпфірування) $\xi = 0,5\sqrt{T_{\text{м}}/T_{\text{я}}}$. При ступінчастому прирості керуючої дії $U_{\text{я}}$ або ω_0 вираз для швидкості має вигляд

$$\omega(t) = \omega_0 \left[1 - e^{-\xi t / T_{\text{дв}}} \left(\cos \psi t + \frac{\xi}{T_{\text{дв}} \psi} \sin \psi t \right) \right], \quad (7.26)$$

де $T_{\text{дв}} = \sqrt{T_{\text{я}}T_{\text{м}}}$ – стала часу; $\xi = 0,5\sqrt{T_{\text{м}}/T_{\text{я}}}$ – коефіцієнт затухання коливальної ланки; $\psi_0 = 1/T_{\text{дв}}$, $\psi = \psi_0 \sqrt{1 - \xi^2}$ – резонансна частоти і частота коливань.

Характерною відмінністю системи Г-Д від розглянутого раніше випадку живлення двигуна від мережі є наявність двох аперіодичних ланок (з великою і малою сталими часу) у колі формування керуючої дії (рис. 7.22). Тому для отримання потрібного часу наростання ЕРС генератора до номінального значення застосовується форсування перехідних процесів шляхом збільшення напруги, прикладеної до обмотки збудження генератора. Реальна швидкодія системи Г-Д з тиристорним збудником обмежується, як правило, лише запасом його за напругою, тобто відношенням номінальних напруг перетворювача і обмотки збудження, яке називають звичайно коефіцієнтом форсування.

У позначеннях рис. 7.23, b передаточна функція двигуна щодо збурюючої дії (момент опору M_c) при коефіцієнті зворотного зв'язку, рівному одиниці, має вигляд:

$$W_f(p) = \frac{\Delta\omega(p)}{M_c(p)} = \frac{W_m}{1 + W_m W_y}, \quad (7.27)$$

де $W_y(p) = \frac{\beta}{T_y p + 1}$ – передаточна функція якірного кола двигуна; $W_m(p) = \frac{1/\beta}{T_m p}$

– передаточна функція механічної частини приводу.

З урахуванням цих виразів отримаємо з (7.27)

$$W_f(p) = \frac{\Delta\omega(p)}{M_c(p)} = \frac{(1/\beta)(T_y p + 1)}{T_y T_m p^2 + T_m p + 1} = \frac{(1/\beta)(T_y p + 1)}{T_{\partial\theta}^2 p^2 + 2\xi T_{\partial\theta} p + 1}. \quad (7.28)$$

Спад швидкості під дією статичного навантаження визначається як

$$\Delta\omega = \omega_{\text{поч}} - \omega,$$

де $\omega_{\text{поч}}$ – початкове значення швидкості у момент прикладення статичного навантаження.

Знаменники передаточних функцій щодо керуючої (7.25) і збурюючої дії (7.28) однакові і характеристичне рівняння $T_y T_m p^2 + T_m p + 1 = 0$ має однакові корені. Проте, незважаючи на це, наявність нулів (корінь чисельника) у передаточній функції (7.28) щодо збурюючої дії сприяє збільшенню коливальності системи.

Перехідну функцію $H_z(t)$ щодо збурюючої дії можна представити як суму з певними коефіцієнтами перехідної функції (рис. 7.24.) щодо керуючої дії та її похідної, помноженої на сталу часу чисельника передаточної функції (7.28):

$$H_z(t) = H(t) + T_y \dot{H}(t) = H(t) + T_y h(t), \quad (7.29)$$

де

$$h(t) = \frac{K_{\partial\theta}}{T_{\partial\theta} \sqrt{1 - \xi^2}} e^{-\xi t / T_{\partial\theta}} \cdot \sin \psi t \quad (7.30)$$

є вагова функція коливальної ланки (7.25).

Таким чином, навіть якщо перехідна функція щодо керуючої дії не має перерегулювання, то додатковий другий доданок у правій частині (7.29) може викликати перерегулювання щодо збурюючої дії. Причому перерегулювання тим більше, чим більше електромагнітна стала часу якірного кола, тобто чим менше абсолютне значення нуля чисельника передаточної функції (7.28).

Розв'язання (7.28) з урахуванням (7.26) і (7.30) має вигляд

$$\Delta\omega(t) = \Delta\omega_c \left[1 - e^{-\xi t / T_{\partial\theta}} \left(\cos \psi t + \frac{\xi}{T_{\partial\theta} \psi} \sin \psi t - \frac{T_y}{T_{\partial\theta} \sqrt{1 - \xi^2}} \sin \psi t \right) \right]. \quad (7.31)$$

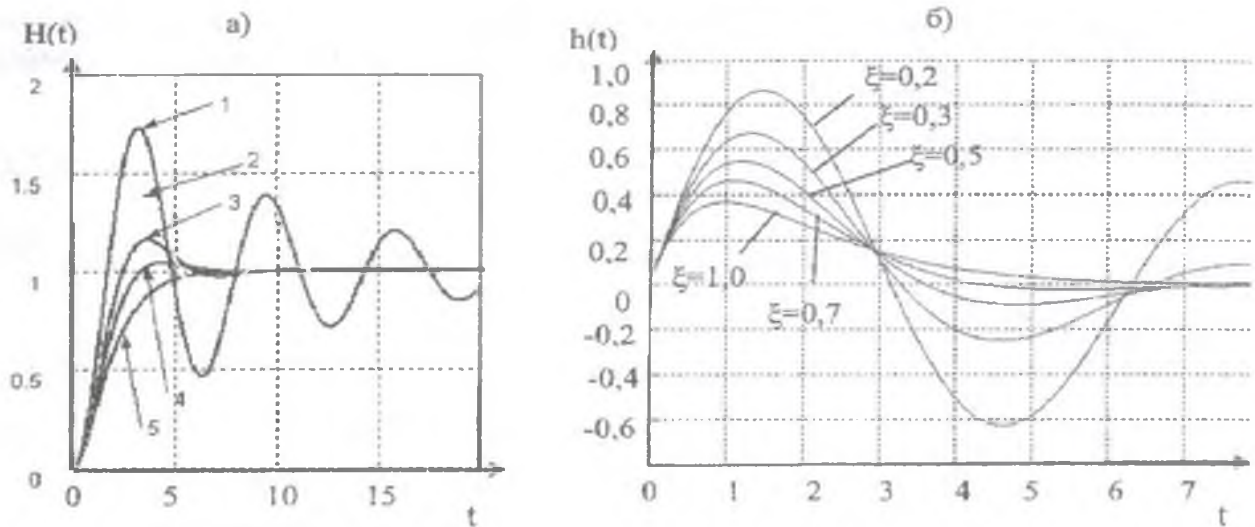


Рис. 7.24. Перехідна (а) і вагова (б) функції коливальної ланки при $T = 1$ с і різних коефіцієнтах згашання ξ : 1) $\xi = 0,1$; 2) $\xi = 0,3$; 3) $\xi = 0,5$; 4) $\xi = 0,7$; 5) $\xi = 1,0$

Отже, електромагнітна інерційність якірного кола порушує в перехідних процесах однозначний зв'язок між швидкістю і моментом двигуна, визначувану його механічною характеристикою, що при $\xi < 0,7$ і ступінчастому прикладанні статичного навантаження може призвести до значно більшого динамічного падіння швидкості, ніж статичного $\Delta\omega_c$.

Згідно з рис. 7.23, б передаточна функція щодо збурення для моменту двигуна при ступінчатій зміні навантаження

$$W_f(p) = \frac{M(p)}{M_c(p)} = \frac{W_{я}W_{м}}{1 + W_{я}W_{м}} = \frac{1}{T_{я}T_{м}p^2 + T_{м}p + 1}.$$

Наведений вираз має такий же вигляд, як і передаточна функція двигуна щодо керуючої дії. Тому характер зміни моменту двигуна при збурюючій дії буде таким же, як і характер зміни швидкості двигуна при стрибку керуючої дії

$$M(t) = M_c \left[1 - e^{-\xi t / T_{\partial\phi}} \left(\cos \psi t + \frac{\xi}{T_{\partial\phi} \psi} \sin \psi t \right) \right]. \quad (7.32)$$

Таким чином, поведінка двигуна в перехідних режимах визначається тільки коефіцієнтом згашання $\xi = 0,5\sqrt{T_{м}/T_{я}}$, а стала часу двигуна

$T_{\partial\phi} = \sqrt{T_{я}T_{м}}$ (або резонансна частота $\psi_0 = \frac{1}{T_{\partial\phi}}$) визначає тільки масштаб

процесу по осі часу (тривалість перехідних процесів). Використовуючи перехідні та вагові характеристики коливальної ланки (рис. 7.24.), можна за знайденими реальними значеннями ξ і ψ оцінити характер перехідних процесів щодо керуючої і збурюючої дії, не проводячи громіздких обчислень за (7.26) і (7.31).

7.10. Система тиристорний перетворювач – двигун

Недоліки двократного перетворення енергії, властиві системі Г-Д, усуваються в тиристорних електроприводах (система ТП-Д), які є найпоширенішим типом регульованих електроприводів постійного струму. За потужністю вони охоплюють діапазон від 50 Вт до 20 мВА, мають ККД більше 97%. Ці електроприводи забезпечують виконання різноманітних вимог різних механізмів як в усталених, так і в перехідних режимах роботи. Так, наприклад, реалізується статична погрішність щодо швидкості 0,1...0,3%, час реверсу струму якоря від $+I_{ном}$ до $-I_{ном}$ складає $t = 20...30$ мс, час відновлення швидкості при поштовху навантаження 0,2...0,3 с, діапазон регулювання швидкості до 1:100 (в спеціальних типах проводів до 1:1000 і більше).

Випускаються комплектні електроприводи з поліпшеними енергетичними показниками, з меншими габаритами і масою силової частини. Застосування мікропроцесорних систем керування дозволяє реалізувати адаптивне регулювання за різними критеріями. До комплекту системи ТП-Д входять перетворювачі в колах якоря і збудження, а також системи керування. У перетворювачах середньої і великої потужності застосовують трифазну мостову схему, причому при великих струмах паралельно з'єднуються декілька випрямлячів, а при великих потужностях часто застосовують спеціальні схеми вмикання, наприклад, послідовне вмикання мостів з почерговим керуванням ними для поліпшення форми випрямленої напруги та підвищення коефіцієнта потужності.

Основні особливості системи ТП-Д, що визначають її статичні та динамічні характеристики і деякі схемні рішення, пов'язані з можливістю роботи двигуна в двох режимах: переривчастого і безперервного струму.

Схема нереверсивного електроприводу за системою ТП-Д з трифазною мостовою схемою випрямлення наведена на рис. 7.25, а діаграми напруг і струмів – на рис. 7.26.

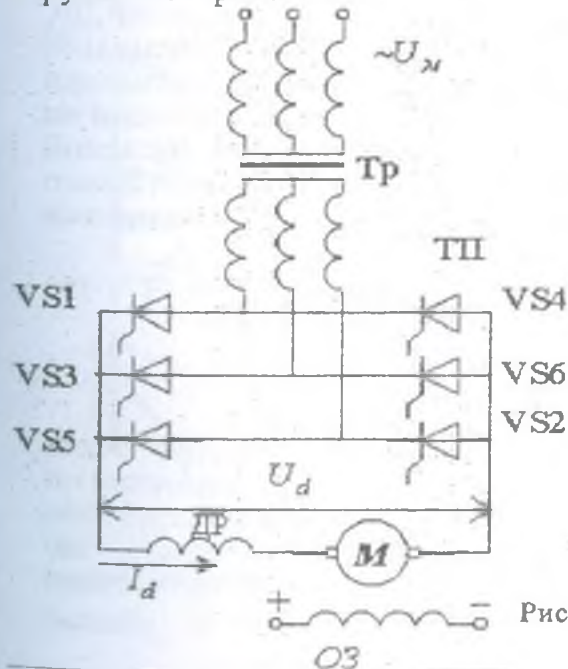


Рис. 7.25. Схема нереверсивного електроприводу ТП-Д з трифазною мостовою схемою випрямлення

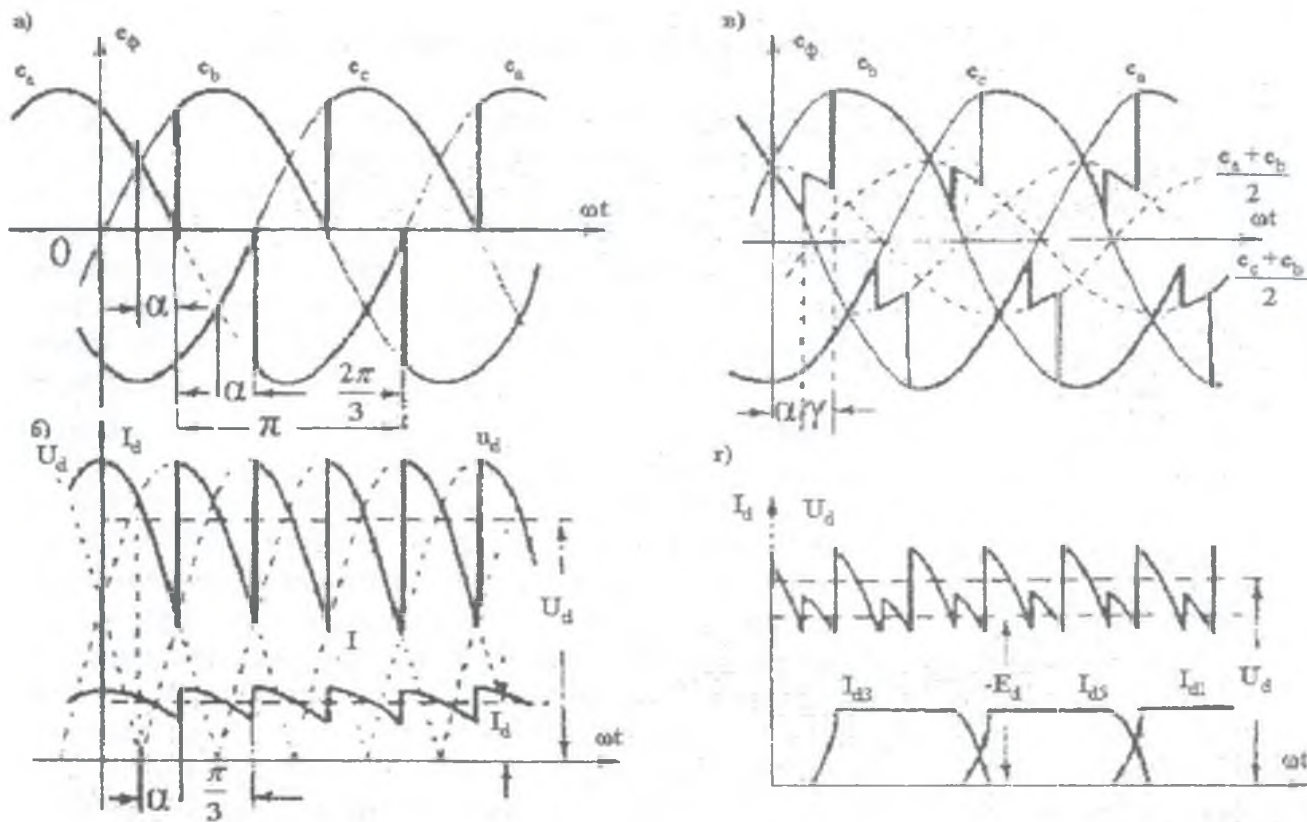


Рис. 7.26. Діаграми напруг та струмів трифазного мостового тиристорного перетворювача: а, б – без урахування комутації тиристорів; в, г – з урахуванням комутації тиристорів

Двигун постійного струму одержує живлення від тиристорного перетворювача ТП, який перетворює змінну напругу мережі U_m в регульовану постійну напругу. Для узгодження випрямленої напруги з номінальною напругою двигуна використовується трансформатор Тр. Згладжування пульсацій випрямленого струму (див. рис. 7.25) здійснюється дроселем Др, індуктивність якого вибирається виходячи з допустимого рівня пульсацій струму якоря. Для машин середньої потужності допустимий рівень пульсацій 5...10%. Пульсації струму якоря викликають додаткові втрати в міді та сталі на вихрові струми в масивних елементах. Найбільш негативний вплив пульсації струму якоря чинять на комутацію. Тому для потужних машин постійного струму, що працюють в напружених умовах щодо комутації, доводиться вибирати менші значення рівня пульсацій струму якоря (2-5%).

Зовнішні характеристики перетворювача в режимі переривчастих струмів, при куті керування $\alpha = const$, мають складний нелінійний вигляд.

7.11. Режим переривчастих струмів

Розглянемо деякі питання, пов'язані з впливом режиму переривчастих струмів на статичні та динамічні характеристики приводу, сформулюємо критерії для швидкої та простої оцінки, в якій ділянці (переривчастого або безперервного струму) працює привід. При цьому слід враховувати, що активний опір кола якоря R_a для двигунів середньої та великої потужності складає всього декілька відсотків від індуктивного. Тому в режимі переривчастих струмів ним можна нехтувати.

На рис. 7.27, а показана трифазна нульова схема живлення двигуна постійного струму, представленого проти-ЕРС $E_{\partial\phi}$ та індуктивним опором L_{κ} . На рис. 7.27, б – крива випрямленої напруги u_d при куті керування $\alpha = 60^\circ$, причому $u_d = E_{d0} \cos \alpha$ – середнє значення цієї кривої. Значення проти-ЕРС двигуна щодо u_d визначає режим струму двигуна. При $E_{\partial\phi 1} = U_{\max}$, де $U_{\max}$ – амплітудне значення напруги живлення, струм дорівнює нулю, оскільки тиристори не відкриваються. При $E_{\partial\phi 2} > u_d$ режим струму – переривчастий, причому при зневазі активним опором кола якоря кут провідності (тривалість імпульсу струму) λ визначається умовою рівності позитивної та негативної площ вольт-секундного інтеграла $\Delta\psi_2$. Амплітуда струму Δi_2 пропорційна величині позитивної ділянки заштрихованої площі, а його середнє значення i_d – середньому значенню кривої струму за період T . При $E_{\partial\phi 3} = u_d$ режим струму – гранично-безперервний. При $E_{\partial\phi 4} < u_d$ – безперервний режим. У цьому випадку не можна нехтувати активним опором, оскільки середнє значення безперервного струму в усталеному режимі роботи визначається тільки цим опором

$$i_d = (u_d - E_{\partial\phi}) / R_{\kappa} = (E_{d0} \cos \alpha - E_{\partial\phi}) / R_{\kappa}.$$

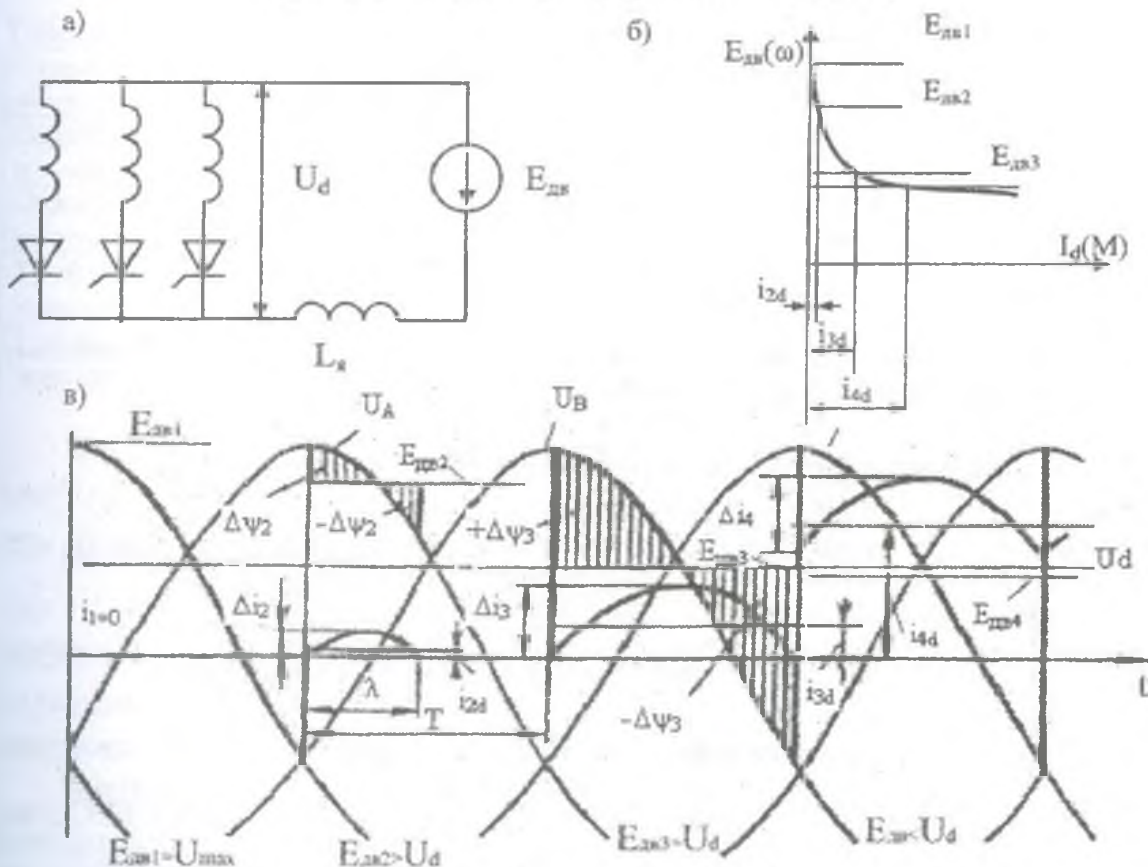


Рис. 7.27. Режими роботи та механічна характеристика нереверсивного електроприводу постійного струму з трифазною нульовою схемою: а) схема вмикання; б) механічна характеристика при $\alpha = \text{const}$; в) діаграми напруг та струму

Оскільки пульсації струму визначаються тільки змінною складовою випрямленої напруги, то $\Delta i_4 = \Delta i_3$. Звідси випливає, що характер струму (переривчастий або безперервний) визначається співвідношенням між величиною електрорушійної сили двигуна та середнім значенням випрямленої напруги. Причому режим струму при $E_{\partial\phi} > u_d$ – переривчастий, при $E_{\partial\phi} = u_d$ – гранично-безперервний, а при $E_{\partial\phi} < u_d$ – безперервний. Очевидно, в інверторному режимі роботи умова гранично-безперервного струму буде іншою: при переривчастому режимі $E_{\partial\phi} \leq u_d$, а в безперервному $E_{\partial\phi} > u_d$. Отже, в інверторному режимі роботи для переходу від безперервного струму до переривчастого потрібно при $\alpha = \text{const}$ не збільшувати, а навпаки, зменшувати $E_{\partial\phi}$. При цьому кутова швидкість двигуна в режимі переривчастих струмів не збільшується, а зменшується, як показано на рис. 7.28.

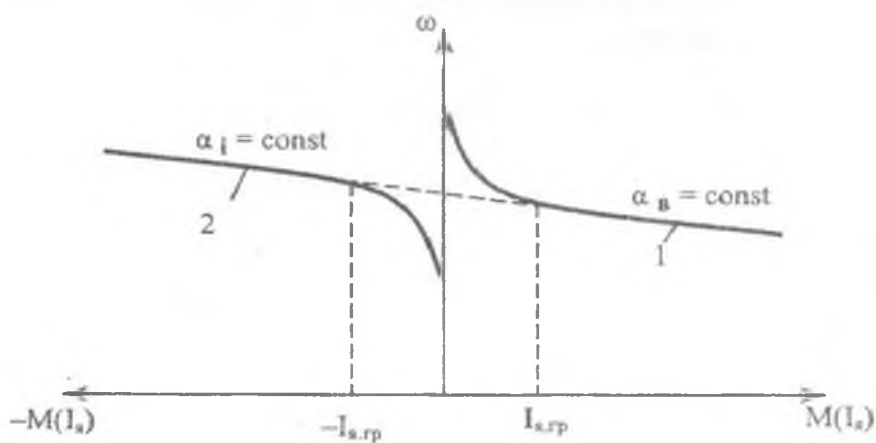


Рис. 7.28. Механічні характеристики двигуна в режимі переривчастих струмів у рушійному (1) та генераторному (2) режимах (режим випрямлення та інвертування)

7.12. Механічні характеристики двигуна в системі Т-ПД

У режимі безперервного струму якоря рівняння електричної рівноваги має вигляд:

$$U_d = E_{\partial\phi} + I_{\text{я}} R_{\text{я}} + \Delta U_m, \quad (7.33)$$

де $U_d = E_{d0} \cos \alpha$ – випрямлена напруга; $E_{\partial\phi} = K\Phi\omega$ – ЕРС двигуна; $E_{d0} = \frac{m}{\pi} \sqrt{2} U_{2\text{я}} \sin \frac{\pi}{m} = K_{\text{сх}} U_{2\phi}$ – максимальне значення випрямленої ЕРС при куті керування $\alpha = 0$ (значення коефіцієнта $K_{\text{сх}}$ для різних схем випрямлення наведено в табл. 7.1); ΔU_m – спад напруги на відкритих тиристорах; $U_{2\phi}$, $U_{2\text{я}}$ – відповідно фазна та лінійна напруги вторинної обмотки узгоджувального трансформатора або мережі; $R_{\text{я}} = r_{\text{об,я}} + r_{\text{доп}} + r_{\text{ко}} + r_{\text{др}} + r_{\text{тр}} + R_{\text{екв}}$ – сумарний опір якорного кола; $r_{\text{об,я}}$, $r_{\text{доп}}$, $r_{\text{ко}}$ – відповідно опір обмотки якоря, додаткових

поліосів і компенсаційній; r_{mp} – зведений до кола випрямленої напруги опір трансформатора ($r_{mp} = r_{\phi.mp}$ – для нульової схеми і $r_{mp} = 2r_{\phi.mp}$ – для мостової схеми); $r_{\phi.mp}$ – опір фази трансформатора або струмообмежувального реактора при безпосередньому вмиканні перетворювача до мережі; $R_{екв} = x_{mp}m/2\pi$ – еквівалентний опір, що враховує зменшення випрямленої напруги внаслідок комутації тиристорів; m – кількість пульсацій випрямленої напруги за період змінної напруги мережі (пульсаційність перетворювача); $m = 3$ і $m = 6$ відповідно для трифазної нульової і мостової схем випрямлення; x_{mp} – індуктивний опір трансформатора або струмообмежувального реактора; $r_{\phi.mp} = r_{2mp} + K_e^2 r_{1mp}$, $x_{\phi.mp} = x_{2mp} + K_e^2 x_{1mp}$ – відповідно зведені до кола випрямленого струму активний та індуктивний опір трансформатора; $K_e = W_2 / W_1$ – коефіцієнт трансформації; W_1 , W_2 – кількість витків первинної та вторинної обмоток трансформатора; r_{1mp} , r_{2mp} , x_{1mp} , x_{2mp} – відповідно активні та індуктивні опори первинної та вторинної обмоток трансформатора.

Таблиця 7.1

Схема випрямлення	$K_{ex} = E_{d0}/U_{2\phi}$	$K_{os} = U_{T.max}/E_{d0}$	$K_{i2} = I_{2\phi}/I_d$	$K_s = I_{T.cp}/I_d$	$K_s = S_{mp}/P_d$	$K_{S1} = S_1/P_d$	$K_{S2} = S_2/P_d$
Однофазна нульова	0,9	3,14	0,785	0,5	1,48	1,23	1,74
Однофазна мостова	0,9	1,57	0,785	0,5	1,23	1,23	1,23
Трифазна нульова	1,17	2,09	0,585	0,33	1,35	1,21	1,49
Трифазна мостова	2,34	1,05	0,585	0,33	1,045	1,045	1,045

У наведеній таблиці позначено: E_{d0} – максимальне значення випрямленої ЕРС; $U_{2\phi}$ – діюче значення фазної напруги вторинної обмотки трансформатора або мережі $U_{T.max}$ – максимальна зворотна напруга, прикладена до тиристора; $I_{2\phi}$ – діюче значення фазного струму трансформатора; $I_{T.cp}$ – середнє значення струму тиристора; S_{mp} , S_1 , S_2 – типова потужність трансформатора, первинної і вторинної обмоток; $P_d = E_{d0}I_d$ – потужність кола постійного струму.

Заштрихована ділянка S_γ на рис. 7.29 пропорційна зменшенню напруги внаслідок комутації тиристорів для трифазної нульової схеми, а на рис. 7.26 – для мостової схеми. У режимі безперервного струму наявність індуктивності розсіювання трансформатора або струмообмежувального реактора призводить до того, що перехід струму з однієї фази на іншу відбувається не миттєво, а протягом деякого інтервалу γ , який називається кутом комутації або анодного

перекриття. З цієї причини на інтервалі комутації γ не один, а два тиристори проводять струм і до двигуна ввімкнуті дві фази.

Для заштрихованого інтервалу γ рис. 7.29 одночасно проводять струм тиристори, ввімкнуті у фази В і С. Результируюча напруга при цьому визначається як напівсума миттєвих значень напруг цих фаз, яка значно менше ніж напруга фази С, тиристор якої відкривається в момент часу, що розглядається. Для трифазної мостової схеми одночасно може працювати 3-4 тиристори.

Тривалість процесу переходу струму з однієї фази на другу залежить від індуктивного опору розсіювання трансформатора або струмообмежувального реактора, кута керування, випрямленого струму та схеми випрямлення. Звичайно для номінального режиму роботи приймають $\gamma = 15 \div 25^\circ$.

З рівняння (7.33) з урахуванням $E_{d0} = K\Phi\omega$ вирази електромеханічної і механічної характеристик мають вигляд:

$$\omega = \frac{E_{d0} \cos \alpha - I_a R_a - \Delta U_m}{K\Phi}; \quad (7.34)$$

$$\omega = \frac{E_{d0} \cos \alpha - \Delta U_m}{K\Phi} - \frac{MR_a}{(K\Phi)^2}. \quad (7.35)$$



Рис. 7.29. Процес комутації тиристорів у трифазній нульовій схемі

Кожному значенню α відповідає своя характеристика. У режимі безперервного струму характеристики паралельні одна одній, а в режимі переривчастого струму відбувається різке збільшення швидкості і характеристики стають істотно нелінійними (рис. 7.30).

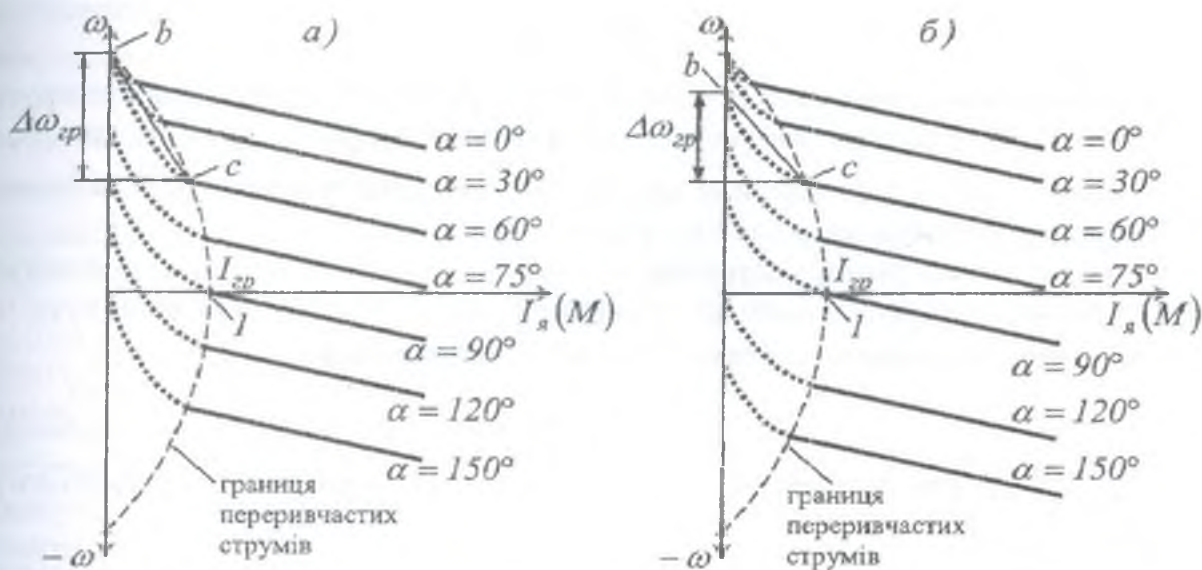


Рис. 7.30. Механічні характеристики двигуна для безперервного та переривчастих струмів: а) – трифазна нульова схема, б) – трифазна мостова схема

У режимі безперервного струму жорсткість механічних характеристик в системі ТП-Д значно менше, ніж в системі Г-Д. Це зумовлено зменшенням випрямленої напруги через комутацію тиристорів, яке ураховується опором $R_{екв}$ і сприймається зовнішнім колом як спад напруги на цьому опорі.

Слід підкреслити, що в режимі переривчастих струмів випрямлена напруга завжди дорівнює ЕДС двигуна і зростає до значень, які значно перевищують $E_{d0} \cos \alpha$. З цієї причини в режимі переривчастого струму відбувається різке збільшення швидкості і механічні характеристики стають нелінійними (див. рис. 7.30).

Межа безперервного струму визначається виразом

$$I_{зр} = \frac{E_{d0} \sin \alpha}{\omega_m L_{\Sigma}} \left(1 - \frac{\pi}{m} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{m} \right), \quad (7.36)$$

де $\omega_m = 2\pi f_m$ – кутова частота напруги мережі; $L_{\Sigma} = L_{я} + L_{\partial p} + nL_{тр}$ – сумарна індуктивність якірного кола; $L_{я}$, $L_{\partial p}$, $L_{тр}$ – індуктивність якоря, реактора та трансформатора; $n = 1$ – нульова схема, $n = 2$ – мостова.

За допомогою (7.36) можна визначити індуктивність дроселя для отримання значення $I_{я,зр}$, що вимагається, величина якого приймається:

– за наявності згладжувального реактора

$$I_{я,зр} = (0,07..0,1) I_H;$$

— без згладжувального реактора

$$I_{я.зр} = (0,2..0,3)I_H.$$

У режимі гранично-безперервного струму при $\alpha = 90^\circ$ випрямлена напруга $U_d = 0$, тому швидкість повинна також дорівнювати нулю. Через це для обох схем випрямлення характеристики при $\alpha = 90^\circ$ виходять з точки перетину межі безперервного струму з віссю абсцис (точка 1 рис. 7.30).

Другою характерною координатою механічних характеристик у режимі переривчастого струму є те, що для трифазної нульової схеми при зміні кута α від нуля до 60° усі характеристики виходять з однієї точки

$$\omega_0 = \frac{U_{\phi.\max}}{K\Phi}, \text{ при } \alpha \leq 60^\circ, \quad (7.37)$$

де $U_{\phi.\max}$ — амплітудне значення фазної напруги мережі або узгоджувального трансформатора.

Для трифазної нульової схеми тривалість однієї пульсації випрямленої напруги — 120° . Тому при кутах керування $\alpha \leq 60^\circ$ миттєва напруга мережі зростає і при $\alpha = 60^\circ$ досягає максимуму. При цьому, якщо $E_{d\phi} < U_{\phi.\max}$, то при широких керуючих імпульсах та зміні α у вказаних межах тиристор відкривається і в колі з'явиться струм. Отже, режим ідеального холостого ходу можливий при цих кутах регулювання лише тоді, коли $E_{d\phi} = U_{\phi.\max}$.

Для трифазної мостової схеми тривалість одного періоду пульсацій випрямленої напруги складає лише 60° . Тому всі характеристики при зміні α лише від 0 до 30° виходять з однієї точки (рис. 7.30, б), при цьому

$$\omega_0 = 1,045 E_{d0} / K\Phi, \text{ при } \alpha \leq 30^\circ. \quad (7.38)$$

При інших кутах керування ($\alpha > 60^\circ$ і $\alpha > 30^\circ$ відповідно для нульової та мостової схем випрямлення) необхідною умовою відсутності струму в колі якоря (ідеальний холостий хід) є рівність $E_{d\phi}$ миттєвому значенню напруги мережі у момент подачі керуючого імпульсу. При цьому швидкість ідеального холостого ходу для нульової та мостової схем випрямлення визначається як:

$$\omega_0 = \frac{U_{\phi.\max} \sin(\alpha + 30^\circ)}{K\Phi} \text{ для } \alpha > 60^\circ; \quad (7.39)$$

$$\omega_0 = \frac{U_{л.\max} \sin(\alpha + 60^\circ)}{K\Phi} \text{ для } \alpha > 30^\circ, \quad (7.40)$$

де $U_{\phi.\max}$, $U_{л.\max}$ — амплітудні значення фазної та лінійної напруг вторинної обмотки трансформатора (або мережі).

Аналітичний розрахунок механічних характеристик у режимі переривчастого струму складний і громіздкий. У наближених розрахунках

можна прийняти механічні характеристики в режимі переривчастих струмів лінійними і розрахувати їх за допомогою наведених виразів (7.36)...(7.40). Для фіксованого значення α (наприклад, $\alpha = 60^\circ$ рис. 7.30) для прийнятої схеми перетворювача за (7.37) і (7.40) визначають швидкість ідеального холостого ходу. Потім за (7.36) знаходять значення граничного струму $I_{я,гр}$, а за (7.34) – швидкість двигуна, відповідну знайденому струму $I_{я,гр}$ і прийнятому куту керування α . За знайденими координатами будується лінійна ділянка механічної характеристики в режимі переривчастих струмів (відрізок bc рис. 7.30).

7.13. Реверсивні тиристорні перетворювачі напруги

Унаслідок односторонньої провідності тиристорів режим рекуперативного гальмування двигуна (інверторний режим перетворювача), на відміну від системи Г-Д, не може бути реалізований шляхом збільшення кутової швидкості двигуна за наявності активного моменту опору або зменшенням випрямленої напруги. Для приводів з однокомплектними перетворювачами інверторний режим реалізується шляхом зміни полярності ЕРС двигуна за допомогою перемикачів або напівпровідникових ключів (рис. 7.31).

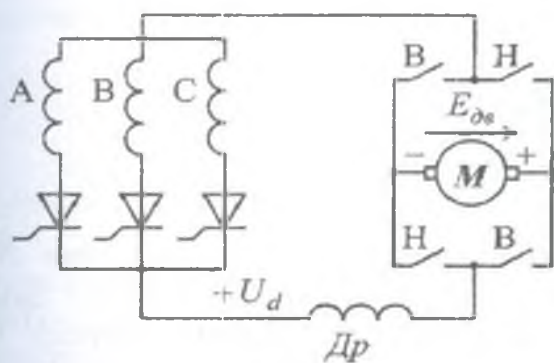


Рис. 7.31. Реалізація інверторного режиму роботи однокомплектного перетворювача (режим рекуперативного гальмування й реверсування двигуна)

У випрямному режимі роботи перетворювача струм якоря протікає під дією випрямленої напруги, а ЕДС двигуна $E_{\delta в}$ спрямована зустрічно струму. Причому в режимі безперервних струмів $U_d > E_{\delta в}$ на величину $I_{я}R_{\Sigma}$. При цьому відбувається перетворення змінної напруги мережі в постійну. Якщо змінити полярність U_d та $E_{\delta в}$ і забезпечити таке їх співвідношення, коли $E_{\delta в} > U_d$, то струм I_d протікатиме зустрічно напрузі, тобто потужність від навантаження передається в мережу змінного струму і відбувається перетворення постійної напруги двигуна в змінну. Такий режим називають інверторним.

Зміна полярності $E_{\delta в}$ в провідному напрямку реалізується в схемі рис. 7.31 вимиканням ключів В і вмиканням Н. Для того, щоб випрямлена напруга стала негативною і виконувала роль проти-ЕРС (як $E_{\delta в}$ в рушійному режимі), необхідно відкривати тиристори переважно при негативній напівхвилі живильної напруги, а протягом позитивної напівхвилі тиристори повинні бути надійно закриті. Для цього кут керування α повинен бути більше 90° і в режимі

безперервних струмів $U_{di} = E_{d0} \cos \alpha$ стане негативним. Надійне закриття тиристорів при позитивній напівхвилі напруги мережі виключає надмірне збільшення струму та аварійні режими.

При розгляді інверторних режимів роботи перетворювача замість кутів керування α користуються кутами випередження $\beta = 180^\circ - \alpha$, які відраховуються від точок перетину негативних напівхвиль живильної напруги у бік випередження, і кутами відновлення запірних властивостей тиристора δ і комутації γ .

При використуванні кутів випередження середнє значення випрямленої напруги в інверторному режимі

$$U_{di} = E_{d0} \cos \beta \quad (7.41)$$

визначається аналогічно випрямному режиму.

Струм у якірному колі, зумовлений різницею $E_{\delta\theta}$ і U_{di} , діючого зустрічно відносно $E_{\delta\theta}$, протікає у зворотному напрямі. Рівняння електричної рівноваги в якірному колі записується у вигляді:

$$E_{\delta\theta} = U_{di} + I_{\pi} R_{\pi} + \Delta U_m,$$

звідки рівняння електромеханічної характеристики

$$\omega = \frac{E_{d0} \cos \beta + I_{\pi} R_{\pi} + \Delta U_m}{K\Phi}, \quad (7.42)$$

тобто в режимі рекуперативного гальмування зміною кута випередження β отримують сімейство характеристик, паралельних одна одній. Причому при сумісному узгодженому керуванні групами вентилів ці характеристики є продовженням відповідних характеристик рушійного режиму в другий і четвертий квадранти.

При роздільному керуванні в зоні переривчастих струмів характеристики стають нелінійними, їх вигляд суттєво залежить від вибраного початкового кута $\alpha_{\text{поч}}$ узгодження характеристик.

Специфікою комутації тиристорів у інверторному режимі є те, що після закривання тиристора він знаходиться під дією прямої напруги. Тому процес комутації вентилів і відновлення ними запірних властивостей повинен відбутися дещо раніше мінімального кута випередження:

$$\beta_{\min} = \gamma + \delta + \theta \geq (18..25)^\circ,$$

де $\delta = (2..3)^\circ$ – кут відновлення запірних властивостей тиристора; θ – кут запасу на міжфазну асиметрію керуючих імпульсів.

Якщо до моменту перетину негативних напівхвиль не закінчиться процес комутації тиристорів і вони не відновлять свої замикаючі властивості, то надалі пряма напруга на відкритому тиристорі збільшуватиметься, а потім напруга

мережі та $E_{\partial\phi}$ підсумовуються. Це призводить до надмірного збільшення струму та аварійного режиму, називаного перекиданням інвертора.

Обмеження кута β на допустимому мінімальному рівні не дозволяє повністю використовувати перетворювач за напругою. Інверторний режим менш надійний, ніж випрямний, оскільки стійкість його роботи залежить від коливань напруги мережі, перешкод, що поступають в систему керування та ін.

Розглянутий спосіб гальмування і реверсу шляхом зміни полярності $E_{\partial\phi}$ за допомогою перемикача (рис. 7.31) застосовують у тих випадках, коли потрібна невисока швидкодія. Для швидкодієвих приводів застосовують реверсивні тиристорні перетворювачі з використанням двох комплектів перетворювачів, кожний з яких слугує для живлення двигуна при одному напрямку обертання. Застосовують два варіанти вмикання реверсивних перетворювачів: а) перехресна схема з триобмотковим трансформатором – трифазна нульова (рис. 7.32, а) і мостова (рис. 7.32, б) схеми; б) зустрічно-паралельна схема з двообмотковим трансформатором (рис. 7.32, в і г).

У реверсивних електроприводах перехресні схеми з триобмотковим трансформатором застосовуються в основному при сумісному керуванні, оскільки в цій схемі є лише один контур зрівнювальних струмів. Проте найбільше розповсюдження отримали зустрічно-паралельні схеми вмикання вентильних груп.

7.14. Способи керування реверсивними перетворювачами

Можливі два способи керування реверсивними перетворювачами: сумісний та роздільний. Сумісне керування може бути узгодженим ($\alpha = \beta$, тобто $\alpha_a + \alpha_i = \pi$) і неузгодженим ($\alpha \neq \beta$, тобто $\alpha_a + \alpha_i > \pi$, де α_a, α_i – кути керування випрямляча та інвертора) При сумісному керуванні відкриваючі імпульси подаються водночас на два вентильні комплекти. При цьому один із комплектів працює в режимі випрямлення, а другий підготовлений до режиму інвертування. При лінійному узгодженні характеристик середні значення ЕРС перетворювачів рівні й спрямовані зустрічно. Проте через різницю миттєвих значень ЕРС перетворювачів між ними, минувши двигун, протікає пульсуючий зрівнювальний струм, середнє значення якого дорівнює нулю.

Для обмеження зрівнювальних струмів слугують індуктивності L_1 і L_2 (рис. 7.32, а, б, в) або $L_1..L_4$ (рис. 7.32, г), де є два контури зрівнювальних струмів.

Необхідний сумарний індуктивний опір реактора контуру зрівняльного струму

$$x_p = \sqrt{2}U_{2\phi} K_{зр} / I_{зр.макс} - n x_{тр},$$

де $I_{зр.макс} = (0,05..0,1)I_n$, $K_{зр} = 0,65$ і $n = 2$ для схем а), в) і г) рис. 7.32; $K_{зр} = 0,35$ і $n = 4$ для схеми рис. 7.32, б.

Зрівнювальні реактори виконують частково насиченими або ненасиченими. У другому випадку для схеми рис. 7.32, г достатньо мати лише два реактори (по одному для кожного зрівнювального контуру).

Завдяки наявності зрівнювальних струмів відсутня зона переривчастих струмів. Тому механічні характеристики приводу стають лінійними і аналогічні характеристикам системи Г-Д (забезпечується найліпше узгодження зовнішніх характеристик обох комплектів перетворювача).

На практиці для зменшення зрівнювальних струмів, а отже, і габаритів реакторів збільшують ЕРС інверторної групи і тим самим зменшують зрівнювальний струм, для чого застосовують неузгоджене сумісне керування, коли $(\alpha_1 + \alpha_2) > 180^\circ$. При цьому утворюється люфт в регульовальній характеристиці перетворювача $U_d = f(U_k)$ і відбувається зсув механічних характеристик двигуна в інверторному режимі (рис. 7.28).

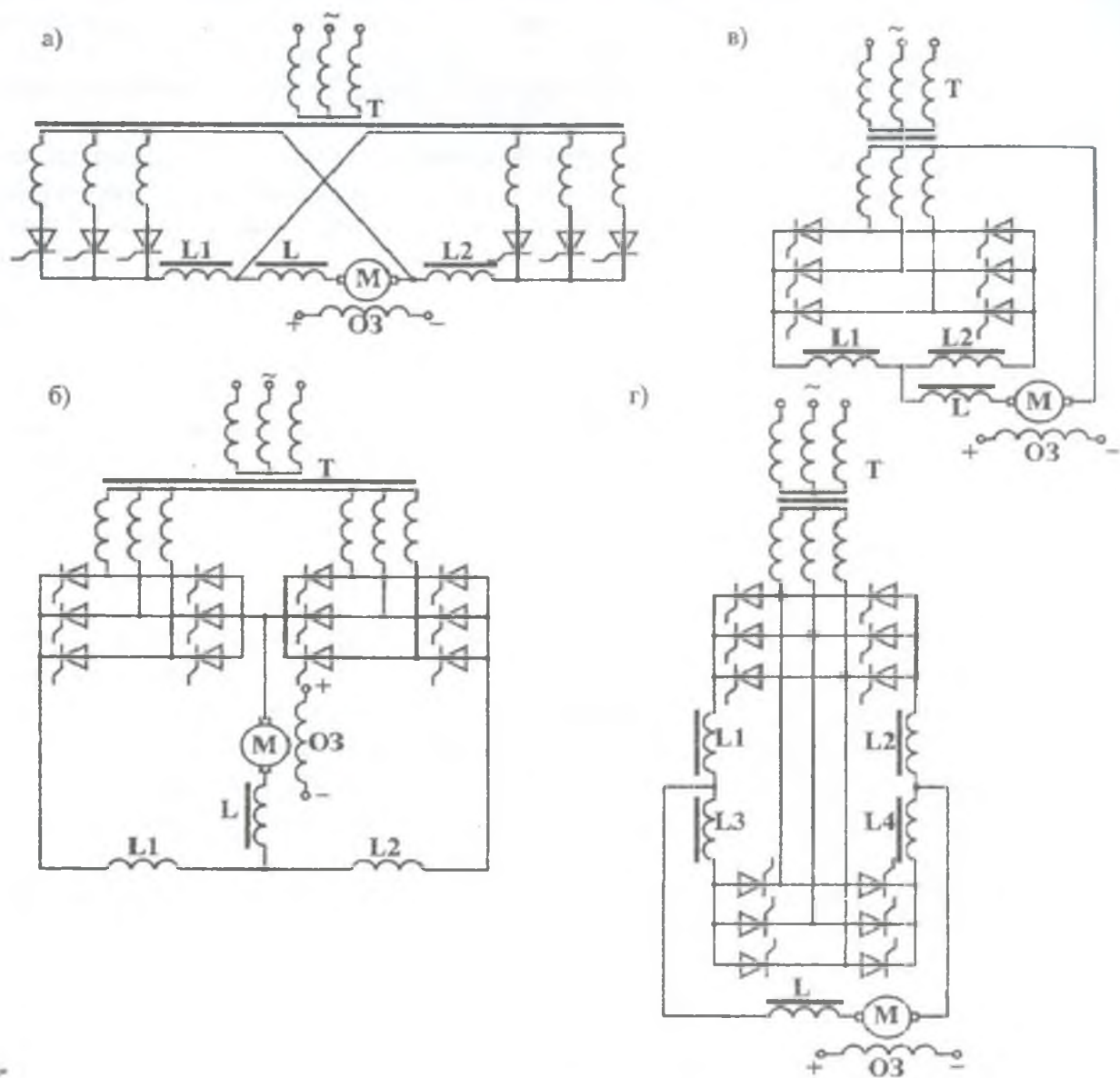


Рис. 7.32. Схеми електроприводу з реверсивним тиристорним перетворювачем: а) перехресна з нульовим виводом; б) перехресна мостова; в та г) зустрічно-паралельна нульова та мостова

Наявність зрівнювальних струмів та реактора при сумісному керуванні знижує масогабаритні та економічні показники електроприводу. У зв'язку з цим переважне застосування отримала система роздільного керування. При цьому імпульси керування подаються на робочий комплект вентилів, який повинен проводити струм. Зрівнювальні реактори відсутні. Однак при малих навантаженнях виникає режим переривчастих струмів, як і в розглянутій вище нереверсивній схемі. При цьому виникає проблема узгодження регулювальних характеристик груп, яка полягає в такому. Нехай обидві групи при нульовому сигналі керування U_K мають кут керування $\alpha_0 = 90^\circ$ (кут початкового узгодження). Тоді характеристики обох груп $U_d = f(U_K)$ (де U_d – середня випрямлена напруга; U_K – керуюча напруга на вході системи імпульсно-фазового керування СІФК з косинусоїдальною опорною напругою) співпадають (рис. 7.33, а). Нехай перетворювач працював в точці “а”, де $U_K = U_{K1}$ та $E_{d\phi 1} = E_{d\phi 1}$. Тому що $U_{d1} > E_{d\phi 1}$, то режим струму – безперервний. Після надходження команди на реверс струму керуюча напруга починає зменшуватися. Покладаємо $E_{d\phi} = \text{const}$, тоді при $U_{d1} = E_{d\phi 1}$ режим струму стане гранично-безперервним (точка б) і при подальшому зменшенні U_K – переривчастим. Проте середнє значення випрямленої напруги на клеммах двигуна в режимі переривчастих струмів при зміні кута керування не змінюється й дорівнює $E_{d\phi}$.

Таким чином, при зменшенні U_K від U_{K1} до U_{K2} відбувається перехід в режим переривчастих струмів з точки б в точку с. У точці “с” струм якоря стає рівний порогу чутливості датчика нульового струму (на рис. 7.33, а цей поріг прийнятий рівним нулю), відбувається блокування імпульсів керування з групи I і після апаратної паузи $t = 0,008-0,01$ с вмикається в інверторний режим група II з напругою U_{d2} (точка “d”). Оскільки виникає велика різниця між $E_{d\phi}$ і спрямованою проти вентилів напругою перетворювача U_{d2} ввімкненої групи II, то відбувається значний стрибок струму якоря.

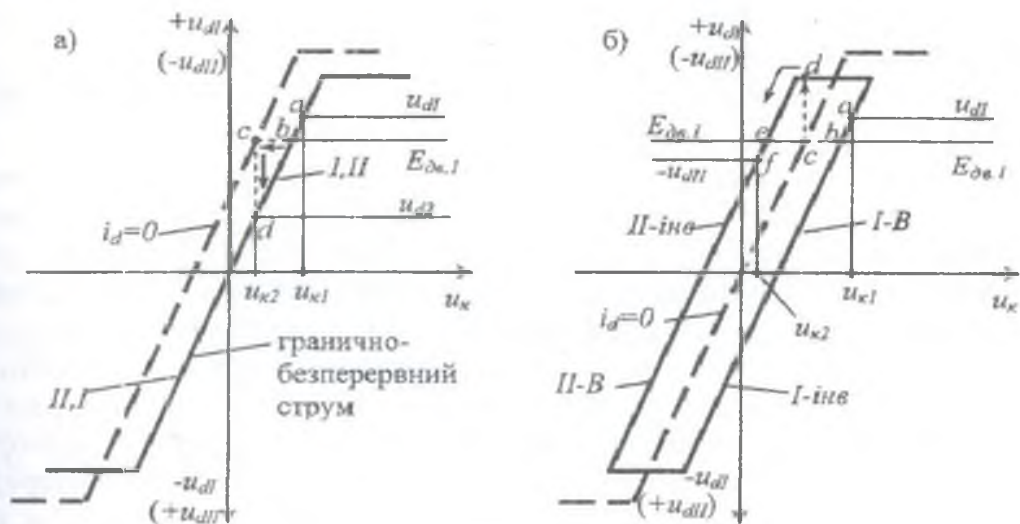


Рис. 7.33. Регулювальні характеристики двох груп вентилів реверсивного приводу при різних початкових кутах узгодження та роздільному керуванні: а) $\alpha_0 = 90^\circ$; б) $\alpha_0 = 120^\circ$; пунктирними лініями показана характеристики перетворювача при нульовому струмі

При нульовому струмі та $\alpha > 30^\circ$ вихідна напруга трифазного мостового перетворювача визначається виразом

$$U_{d(0)} = 1,045 E_{d0} \cos(\alpha - 30^\circ), \quad (7.43)$$

а при $\alpha \leq 30^\circ$

$$U_{d(0)} = 1,045 E_{d0} = \text{const.}$$

Для трифазної нульової схеми при $\alpha > 60^\circ$

$$U_{d(0)} = \sqrt{2} U_{2\phi} \cos(\alpha - 60^\circ), \quad (7.44)$$

а при $\alpha \leq 60^\circ$

$$U_{d(0)} = \sqrt{2} U_{2\phi} = \text{const.}$$

Для зменшення стрибків струму застосовують зсув регулювальних характеристик, тобто застосовують зміщення на вході СІФК таким, щоб кут початкового фазування $\alpha_0 > 90^\circ$. Якщо у трифазній мостовій схемі встановити $\alpha_0 = 120^\circ$, то і в нерухомому двигуні струм якоря завжди дорівнює нулю. На рис. 7.33, б показаний для цього випадку перехід по характеристиках при реверсі струму: в точці "а" – безперервний режим роботи першої групи вентилів (I); при зменшенні керуючої напруги на вході СІФК в точці "b" – гранично-безперервний, а на ділянці *bc* – переривчастий режим роботи, як на рис. 7.33, а. Після отримання дозволу від системи роздільного керування на подачу імпульсів на групу II її кути керування відповідають точці "d" і мають величину приблизно 165° . Тому на ділянці *de* – режим переривчастих струмів ($E_{\text{зел}} < U_d$), і лише в точці "f" – стійкий інверторний режим безперервного струму якоря. Зсув характеристик, усуваючи стрибки струму, погіршує динаміку приводу, оскільки за час переходу по точках "b-c-d-e" привід працює в режимі переривчастих струмів з дуже малим моментом і є практично некерованим, а механічні характеристики рис. 7.34 суттєво нелінійні.

Отже, зсув регулювальних характеристик негативно впливає на динаміку електроприводу в зоні переривчастих струмів. У сучасних системах регулювання застосовують різні способи адаптування САК до режиму переривчастих струмів, загальна задача яких – підвищити в цій зоні коефіцієнт підсилення контуру струму. Цього можна досягти застосуванням адаптивних регуляторів струму, коли за наявності струму регулятор працює як пропорційно-інтегральний, а в безструмових паузах – як інтегральний з високим коефіцієнтом підсилення. Інший шлях – охоплення перетворювача зворотним зв'язком за його вихідною напругою. У режимі безперервного струму коефіцієнт підсилення цього замкнутого контуру малий, а в режимі переривчастих струмів контур виявляється розімкненим, оскільки вихідна напруга перетворювача залишається незмінною й рівною ЕРС двигуна. Це призводить до різкого збільшення коефіцієнта підсилення контуру струму.

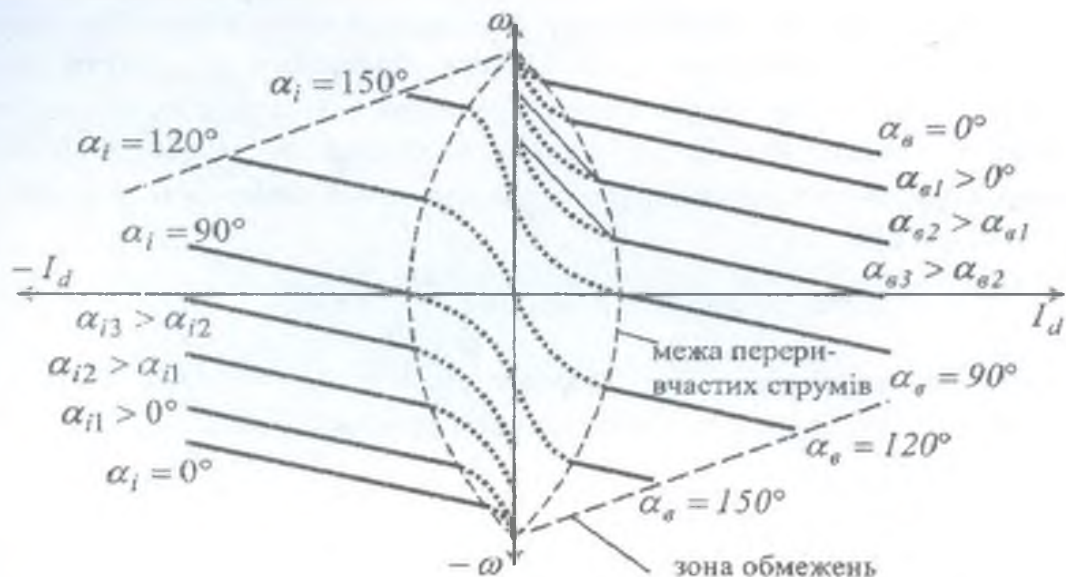


Рис. 7.34. Електромеханічні характеристики реверсивного перетворювача з роздільним керуванням при $\alpha_{\text{ноч}} = 120^\circ$ і $\alpha_e + \alpha_i = 240^\circ$

Застосовують також метод еталонної моделі. Для цього у контур струму вводиться аналогова модель, з виходу якої знімається сигнал, пропорційний бажаному струму двигуна. Різниця між цим сигналом і дійсним струмом якоря використовується як додаткове форсування вихідної напруги перетворювача. Можливі й інші способи корекції систем регулювання в зоні переривчастих струмів.

7.15. Динамічні властивості системи тиристорний перетворювач – двигун

Тиристорний перетворювач в динаміці є складною імпульсною нелінійною ланкою. Проте з достатньою точністю для практичних цілей можна передаточну функцію ТП представити ланкою чистого запізнювання

$$W_{\text{ТП}}(p) = K_{\text{ТП}} \cdot e^{-T_{\text{ТП}} p}, \quad (7.45)$$

де $K_{\text{ТП}}$ – коефіцієнт підсилення ТП за напругою; $T_{\text{ТП}} = T_{\phi} + \tau$ – некомпенсована стала часу ТП; T_{ϕ} – стала часу вхідного фільтра СІФК; $\tau = 1/2mf_{\text{М}}$ – чисте запізнення ТП; m – пульсаційність перетворювача; $f_{\text{М}}$ – частота напруги мережі.

Звичайно складову з чистим запізненням розкладають у ряд та обмежуються двома першими членами, тоді

$$W_{\text{ТП}}(p) = \frac{K_{\text{ТП}}}{T_{\text{ТП}} p + 1}. \quad (7.46)$$

Для керування тиристорними перетворювачами використовуються СІФК, побудовані, як правило, за вертикальним принципом зсуву керуючих імпульсів з лінійною або косинусоїдальною опорними напругами U_{on} . При лінійній опорній напрузі фазова характеристика СІФК (залежність між кутом керування α і керуючою напругою U_k) буде також лінійною. Оскільки в режимі безперервних струмів вихідна напруга перетворювача визначається нелінійною залежністю від кута α

$$U_d = E_{d0} \cos \alpha = E_{d0} \sin \frac{\pi}{U_{on.m}} U_k, \quad (7.47)$$

то регульовальна характеристика перетворювача $U_d = f(U_k)$ виявляється нелінійною. Коефіцієнт передачі тиристорного перетворювача

$$K_{ТП} = \frac{\Delta U_d}{\Delta U_k} \approx \frac{\pi E_{d0}}{U_{on.m}} \cdot \sin \alpha \approx \frac{\pi U_{dH}}{2 U_{k.H}} \sin \alpha \quad (7.48)$$

є нелінійною функцією кута керування α . Звичайно максимальний і мінімальний кут керування обмежуються умовами безпеки інвертування і беруться такими: $\alpha_{\max} \leq 165 \dots 170$ ел.град; $\alpha_{\min} = 10 \dots 15$ ел.град.

Позитивною властивістю СІФК із пилкоподібною опорною напругою є мала чутливість до спотворень форм кривої напруги живлення.

При косинусоїдальній опорній напрузі з амплітудою $U_{on.m}$, навпаки, фазова характеристика СІФК буде нелінійною (змінюється за арккосинусним законом), а регульовальна характеристика перетворювача – лінійною. При цьому коефіцієнт передачі тиристорного перетворювача

$$K_{ТП} = \frac{\Delta U_d}{\Delta U_k} = \frac{E_{d0}}{U_{on.m}/2} = \frac{U_{dH}}{U_{k.H}} = const, \quad (7.49)$$

що є безперечною перевагою СІФК з косинусоїдальною опорною напругою, оскільки зміна коефіцієнта передачі системи негативно впливає на динаміку замкнутих систем, порушуючи оптимальну настройку регуляторів.

Проаналізуємо динамічні властивості в системі ТП-Д у режимі переривчастих струмів. У цьому режимі в кривій випрямленого струму є паузи, а випрямлена напруга зростає й стає більшою, ніж $E_{d0} \cos \alpha$. Унаслідок цього механічні характеристики двигуна стають суттєво нелінійними (рис. 7.34). У режимі переривчастих струмів фіктивний опір якірного кола

$$R_{ф\text{ік}} = \frac{dU_d}{dI_d} \approx \frac{8\pi^2 f_m L_\pi}{m\lambda^2} \approx \frac{4\pi\omega_m L_\pi}{m\lambda^2}, \quad (7.50)$$

де $\omega_M = 2\pi f_M$ – кутова частота напруги мережі; L_{Σ} – сумарна індуктивність якірного кола; m – кількість пульсацій випрямленої напруги за період напруги мережі; λ – тривалість наявності струму.

Для трифазної мостової схеми $m = 6$, при цьому

$$R_{\text{фiк}} \approx \frac{2\pi\omega_M L_{\Sigma}}{3\lambda^2}.$$

Причому, якщо $\lambda \rightarrow 0$, то $R_{\text{фiк}} \rightarrow \infty$. Для гранично-безперервного режиму

$$\lambda = \frac{2\pi}{m}; R_{\text{фiк.зр}} \approx \frac{m\omega_M L_{\Sigma}}{\pi}. \quad (7.51)$$

Таким чином, у режимі переривчастого струму індуктивність якірного кола проявляє себе як деякий фіктивний опір, який значно більше R_{Σ} . При цьому електромагнітна стала часу $T_{\Sigma} = L_{\Sigma} / (R_{\Sigma} + R_{\text{фiк}})$ значно зменшується й практично не впливає на динаміку приводу. Тому передаточну функцію якірного кола можна подати у вигляді

$$W_{\Sigma, \text{пр}}(p) = \frac{1}{R_{\text{фiк}}}. \quad (7.52)$$

У режимі переривчастих струмів при будь-якій опорній напрузі змінюється коефіцієнт передачі тиристорного перетворювача (позначимо його для цього режиму $K_{\text{пер.п}}$). З урахуванням цього і виразу (7.52) на рис. 7.35 наведена структурна схема системи ТП-Д в режимі переривчастих струмів.

Аналітичний розрахунок $R_{\text{фiк}} = dU_d / dI_d$ вимагає громіздких обчислень, які значно спрощуються (за прийнятної точності), якщо в режимі переривчастих струмів зовнішню характеристику перетворювача, а отже, і механічну характеристику двигуна замінити відрізками прямих, як показано на рис. 7.30. При цьому $R_{\text{фiк}}$ визначається як

$$R_{\text{фiк}} = \frac{\Delta U_{\text{пр}}}{\Delta I_{\Sigma}} = \frac{K\Phi(\omega_0 - \omega_{\text{зр}})}{I_{\Sigma, \text{зр}}}. \quad (7.53)$$

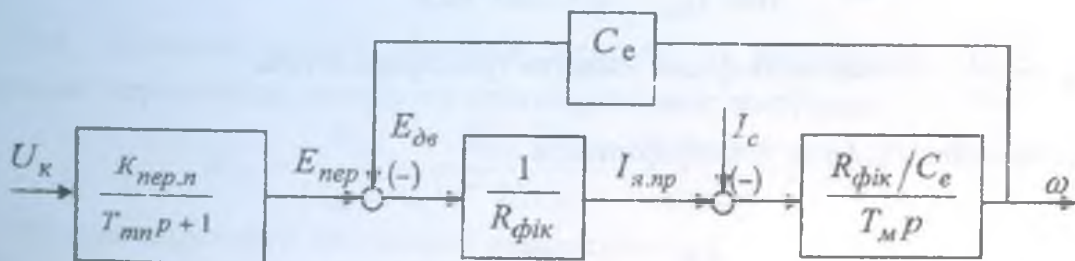


Рис. 7.35. Структурна схема розімкненої системи ТП-Д в режимі переривчастих струмів

Розрахунки за (7.53) виконуються в такій послідовності:

а) для заданого значення кута керування α за допомогою (7.37)...(7.40) визначається ω_0 для трифазного мостового або нульового перетворювача;

б) за допомогою (7.36) визначається граничне значення струму $I_{я,гр}$;

в) на основі рівняння механічної характеристики (7.34) визначається швидкість двигуна $\omega_{гр}$, відповідна цьому струму;

г) за допомогою (7.53) знаходиться $R_{фiк}$.

Таким чином, при переході з безперервного режиму в переривчастий змінюються не тільки параметри, але й структурна схема приводу в системі ТП-Д. Це ускладнює настройку та вибір параметрів САК. Доводиться застосовувати різні технічні рішення для пристосовування САК до режиму переривчастих струмів.

Приклад 7.4. Провести розрахунок параметрів електроприводу системи ТП-Д і визначити $R_{фiк}$ при $\alpha = 30^\circ$ і $\alpha = 90^\circ$ електроприводу. Дані електродвигуна типу 2ПФ-200LT: $P_n = 15$ кВт, $U_n = 220$ В, $I_n = 78,5$ А, $n_n = 750$ об/хв, $n_{макс} = 2500$ об/хв. Номінальний струм збудження $I_{зм} = 4$ А, опір в нагрітому стані обмотки якоря $r_{об,я} = 0,125$ Ом, обмотки додаткових полюсів $r_{д.л} = 0,08$ Ом, індуктивність обмотки якоря та додаткових полюсів $L_{дв} = 0,019$ Гн; момент інерції двигуна $J_{дв} = 0,3$ кг·м², момент інерції механізму, зведений до валу двигуна $J_m = 0,5J_{дв}$. Реверсивний тиристорний перетворювач з роздільним керуванням виконаний за трифазною мостовою схемою ($m = 6$) і ввімкнутий до трансформатора ТСУ-25. Номінальні дані трансформатора: $S_n = 25$ кВА, номінальна напруга первинної обмотки $U_{1л} = 380$ В, вторинної обмотки $U_{2л} = 209$ В, напруга короткого замикання $U_{кз} = 4,5\%$, потужність короткого замикання $\Delta P_{кз} = 541$ Вт, номінальний струм вторинної обмотки $I_{2н} = 62,8$ А.

Розв'язання. Повний опір фази трансформатора

$$Z_{mp} = \frac{U_{2ф} \cdot U_{кз}}{100 \cdot I_{2н}} = \frac{209 \cdot 4,5}{\sqrt{3} \cdot 100 \cdot 62,8} = 0,086 \text{ Ом},$$

де $U_{2ф} = \frac{U_{2л}}{\sqrt{3}}$ – номінальна фазна напруга трансформатора.

Активний опір фази трансформатора

$$r_{mp} = \frac{\Delta P_{кз}}{3I_{2н}^2} = \frac{541}{3 \cdot 62,8^2} = 0,046 \text{ Ом}.$$

Індуктивний опір фази трансформатора

$$x_{mp} = \sqrt{Z_{mp}^2 - r_{mp}^2} = \sqrt{0,086^2 - 0,046^2} = 0,073 \text{ Ом.}$$

Індуктивність фази трансформатора

$$L_{mp} = \frac{x_{mp}}{\omega_M} = \frac{0,073}{314} = 0,2 \text{ мГн.}$$

Еквівалентний опір, зумовлений комутацією тиристорів

$$R_{екв} = \frac{x_{mp} \cdot m}{2\pi} = \frac{0,073 \cdot 6}{2 \cdot 3,14} = 0,08 \text{ Ом.}$$

Сумарний опір якірного кола

$$R_{\Sigma} = r_{об.я} + r_{дн} + 2r_{mp} + 2R_{екв} = 0,125 + 0,08 + 2 \cdot 0,046 + 2 \cdot 0,08 = 0,457 \text{ Ом.}$$

Сумарна індуктивність якірного кола

$$L_{\Sigma} = L_{дв} + 2L_{mp} = 19 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 0,2 \cdot 10^{-3} = 19,4 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.}$$

Електромагнітна стала часу

$$T_{\Sigma} = \frac{L_{\Sigma}}{R_{\Sigma}} = \frac{19,4 \cdot 10^{-3}}{0,457} = 0,043 \text{ с.}$$

Коефіцієнт ЕРС двигуна

$$C_e = K\Phi = \frac{U_n - I_n \cdot (r_{об.я} + r_{дн})}{\omega_n} = \frac{220 - 78,5 \cdot (0,125 + 0,08)}{78,5} = 2,6 \text{ Вс/рад,}$$

$$\text{де } \omega_n = \frac{\pi \cdot n_n}{30} = \frac{3,14 \cdot 750}{30} = 78,5 \text{ рад/с} - \text{номінальна кутова швидкість двигуна.}$$

Електромеханічна стала часу

$$T_M = \frac{(J_{дв} + J_M) \cdot R_{\Sigma}}{(K\Phi)^2} = \frac{(0,3 + 0,5 \cdot 0,3) \cdot 0,457}{2,6^2} = 0,03 \text{ с.}$$

При косинусоїдальній опорній напрузі з амплітудою $U_{оп.м} = 20 \text{ В}$ коефіцієнт передачі тиристорного перетворювача є постійним:

$$K_{np} = \frac{E_{d0}}{U_{оп.м} / 2} = \frac{K_{cx} \cdot U_{2\phi}}{20 / 2} = \frac{2,34 \cdot 209}{10 \cdot \sqrt{3}} = 28,3.$$

Модуль жорсткості механічної характеристики

$$\beta = \frac{(K\Phi)^2}{R_{\Sigma}} = \frac{2,6^2}{0,457} = 14,8.$$

Приймаємо сталу часу тиристорного перетворювача $T_{mn} = 0,005$ с.

Коефіцієнт затухання

$$\xi = 0,5 \cdot \sqrt{\frac{T_M}{T_{\text{я}}}} = 0,5 \cdot \sqrt{\frac{0,03}{0,043}} = 0,42,$$

тобто має місце коливальний перехідний процес по управляючій дії. Передаточна функція двигуна у вигляді типової коливальної ланки:

$$W_{\text{дв}}(p) = \frac{\omega(p)}{U_{\text{я}}(p)} = \frac{K_{\text{дв}}}{T_{\text{дв}}^2 \cdot p^2 + 2\xi T_{\text{дв}} p + 1},$$

де $K_{\text{дв}} = \frac{1}{K\Phi} = \frac{1}{2,6} = 0,385$ – коефіцієнт передачі двигуна;

$$T_{\text{дв}} = \sqrt{T_{\text{я}} T_M} = \sqrt{0,043 \cdot 0,03} = 0,036$$

Структурна схема системи ТП-Д для безперервного режиму наведена на рис. 7.36, а.

Для переривчастого режиму.

Граничний струм:

– при $\alpha_1 = 30^\circ$

$$I_{\text{я.зр.1}} = \frac{E_{\text{д0}} \sin \alpha}{\omega_c L_{\text{я}}} \left(1 - \frac{\pi}{m} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{m} \right) = \frac{1,35 \cdot 209 \cdot 0,5}{314 \cdot 19,4 \cdot 10^{-3}} \left(1 - \frac{3,14}{6} \operatorname{ctg} 30^\circ \right) = 2,2 \text{ А},$$

де $E_{\text{д0}} = 1,35 U_{2\text{л}} = 1,35 \cdot 209 = 282$ В;

– при $\alpha_2 = 90^\circ$

$$I_{\text{я.зр.2}} = \frac{282}{314 \cdot 19,4 \cdot 10^{-3}} \left(1 - \frac{3,14}{6} \cdot \operatorname{ctg} 30^\circ \right) = 4,4 \text{ А}.$$

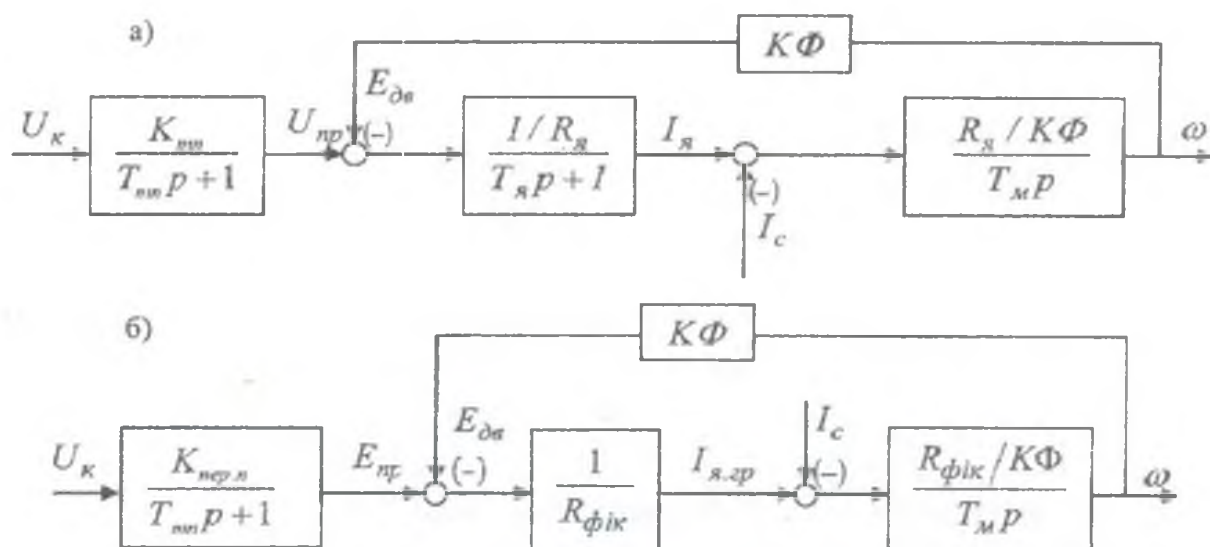


Рис. 7.36. Структурна схема розімкненої системи ТП-Д: а) безперервний режим; б) режим переривчастих струмів

Швидкість ідеального холостого ходу з урахуванням (7.43):

– при $\alpha_1 = 30^\circ$

$$\omega_{01} = \frac{1,045 \cdot E_{d0}}{K\Phi} = \frac{1,045 \cdot 282}{2,6} = 113,5 \text{ рад/с};$$

– при $\alpha_2 = 90^\circ$

$$\omega_{02} = \frac{1,045 \cdot E_{d0} \cdot \cos(90^\circ - 30^\circ)}{K\Phi} = \frac{1,045 \cdot 282 \cdot 0,5}{2,6} = 56,7 \text{ рад/с.}$$

Кутова швидкість двигуна для знайдених значень гранично-безперервного струму:

– при $\alpha_1 = 30^\circ$

$$\omega_1 = \frac{E_{d0} \cdot \cos \alpha_1 - I_{я.зр1} \cdot R_{\pi}}{K\Phi} = \frac{282 \cdot 0,866 - 2,2 \cdot 0,457}{2,6} = 93,5 \text{ рад/с};$$

– при $\alpha_2 = 90^\circ$ $\omega_2 = 0$, оскільки $U_d = 0$.

Фіктивний опір:

– при $\alpha_1 = 30^\circ$

$$R_{\phi k1} = \frac{(\omega_{01} - \omega_1) \cdot K\Phi}{I_{я.зр1}} = \frac{(113,5 - 93,5) \cdot 2,6}{2,2} = 23,4 \text{ Ом};$$

– при $\alpha_2 = 90^\circ$

$$R_{\phi k2} = \frac{(\omega_{02} - \omega_2) \cdot K\Phi}{I_{я.зр2}} = \frac{56,7 \cdot 2,6}{4,4} = 33,5 \text{ Ом.}$$

Аналогічно визначено, що при $\alpha_3 = 60^\circ$ $I_{я.зр3} = 14,6$ А, $R_{\phi k3} = 32$ Ом.

7.16. Електроприводи постійного струму з ШІП

Багато промислових електроприводів (підземний транспорт, тролейбуси, трамваї та ін.) одержують живлення з мережі постійного струму незмінної напруги. Необхідність регулювання швидкості вказаних приводів вимагає перетворення напруги мережі в регульовану напругу, що підводиться до якоря. Такого перетворення енергії потребують багато виробничих механізмів потужністю від декількох ватів до тисячі кіловатів (магістральні електровози).

Іншою галуззю застосування широтно-імпульсних перетворювачів (ШІП) є швидкодійні приводи постійного струму (приводи подачі різних верстатів). Застосування в цих приводах керованих випрямлячів (система ТП-Д) не дозволяє досягти швидкодії, що вимагається, унаслідок значного запізнювання

перетворювача через його неповну керованість. Крім того, при збільшенні кута керування мають місце значні пульсації струму.

В найпростішому випадку ШПІ вміщує джерело постійного струму (випрямляч) з незмінною ЕРС і послідовно включений керований ключ (тиристорний або транзисторний), за допомогою якого двигун з високою частотою вмикається до джерела живлення (рис. 7.37). Для запобігання перенапруги на комутуючому елементі і забезпечення протікання струму через двигун при розімкненому ключі двигун шунтується зворотним діодом D_0 .

На інтервалі t_3 ключ замкнутий, двигун підключається до мережі, а на інтервалі t_p – розімкнений і двигун шунтується зворотним діодом D_0 , по якому під дією електромагнітної енергії, накопиченої в індуктивності, протікає струм навантаження (заштрихована ділянка на рис. 7.37, б). У результаті цього до двигуна прикладається імпульсна напруга (послідовність однополярних імпульсів прямокутної форми), середнє значення якої змінюється за рахунок зміни співвідношення між t_3 і t_p при $T_K = \text{const}$

$$U_{я,ср} = U_d \cdot \frac{t_3}{t_3 + t_p} = \frac{U_d \cdot t_3}{T_K} = U_d \cdot \gamma, \quad (7.54)$$

де T_K – період комутації, $\gamma = t_3 / T_K$ – шпаруватість імпульсів; t_3 – час замкненого стану ключа.

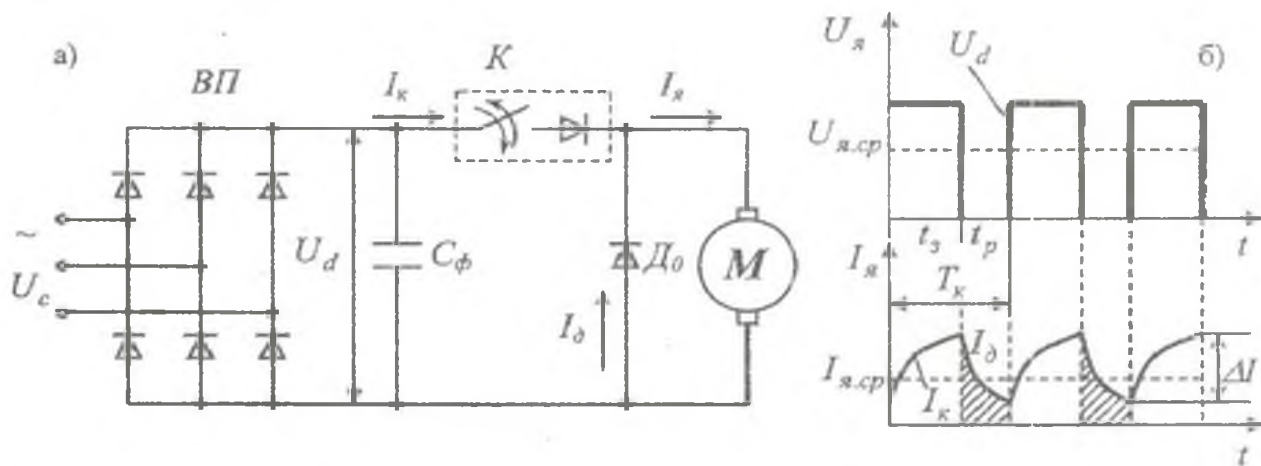


Рис. 7.37. Схема послідовного імпульсного перетворювача (а) та діаграма напруг і струмів при широтно-імпульсному керуванні (б)

Форма вихідного струму при R-L-навантаженні складається з ділянок експонент (див. рис. 7.37, б). Звичайно на практиці частота комутації ключів $f_K = 1/T_K$ для двигунів послідовного збудження (привід транспортних пристроїв) складає 300-600 Гц, а для швидкодійних електроприводів 2-5 кГц. При цьому амплітуда коливань струму ΔI щодо середнього значення буде незначною.

Розрізняють два основні способи керування імпульсним перетворювачем:

- широтно-імпульсне з постійною частотою комутації $f_k = 1/T_k$, коли регулюється лише час закритого стану ключа;
- частотно-імпульсне регулювання характеризується тим, що ширина імпульсу (або паузи) залишається сталою ($t_{imp} = const$), а частота імпульсів $f_{imp} = 1/T_k = var$. При цьому $U_{я,ср} = U_d f_{imp} t_{imp}$.

Переважне використання в імпульсних електроприводах одержали ШІП з постійною частотою комутації. Іноді з метою зменшення пульсацій струму у якорі застосовують комбіноване керування.

Послідовний перетворювач, схема якого наведена на рис. 7.37, забезпечує регулювання напруги на якорі лише вниз від U_d і дозволяє реалізувати лише рушійний режим роботи. Для реалізації рушійного режиму та генераторного гальмування (двостороння провідність ШІП) застосовують схему, наведену на рис. 7.38, в якій використовуються два ключі: послідовний $K1$ і паралельний $K2$.

У рушійному режимі ключ $K2$ є постійно розімкнений. Змінюючи шпаруватість імпульсів за допомогою послідовного ключа $K1$, реалізується регулювання швидкості двигуна. Для реалізації двостороннього обміну енергії між двигуном і мережею ключ $K1$ постійно розімкнений, а комутують ключ $K2$. При замкненому $K2$ струм якоря під дією ЕРС двигуна міняє напрям (динамічне гальмування). Як тільки струм якоря досягає допустимого значення, ключ $K2$ розмикають. При цьому під дією ЕРС самоіндукції, наведеною в індуктивності якірного кола, струм якоря через діод $D1$ протікає зустрічно напрузі мережі, заряджаючи ємність C_ϕ на вході перетворювача. При цьому реалізується режим генераторного гальмування (напрямок струму змінюється, а напруга зберігає свій знак).

Звичайно в реверсивних приводах використовують чотириквadrантний перетворювач, схема вмикання якого наведена на рис. 7.39. У чотириквadrантному перетворювачі реверсується як напруга на якорі U_α , так і струм якоря I_α . При несиметричному керуванні для одного напрямку обертання достатньо, наприклад, постійно тримати замкненим $K4$, а комутувати ключ $K1$. Для іншого напрямку обертання – замкнений ключ $K3$, а комутують ключ $K2$. Нехай в початковому стані замкнені ключі $K1$ і $K4$ (так званий режим P2), а потім ключ $K1$ розмикають (режим P1). При цьому за рахунок ЕРС самоіндукції струм зберігає свій напрям і замикається через ключ $K4$ і діод $D2$. Якщо розімкнути обидва ключі $K1$ і $K4$ (режим P0), то струм якоря замикається через $D3$, C_ϕ , $D2$ і заряджає ємність фільтра, але при цьому темп його зміни збільшується.

У перетворювачі, що розглядається, можна змінювати полярність напруги на якорі U_α і напрям струму якоря I_α . При постійно замкненому $K4$ і розімкненому $K3$ керування ключами $K1$ і $K2$ дозволяє реверсувати струм якоря при позитивній напрузі на якорі $+U_{\alpha 1}$ (рис. 7.39). Навпаки, при замкненому $K2$ і розімкнутому $K1$ керування ключами $K3$ і $K4$ забезпечує негативне значення

напруги на якорі ($-U_{я2}$) і реверс струму $I_{я}$. Така схема забезпечує реверс двигуна з рекуперацією енергії, що заряджає ємність фільтра, який є обов'язковим елементом для таких систем.

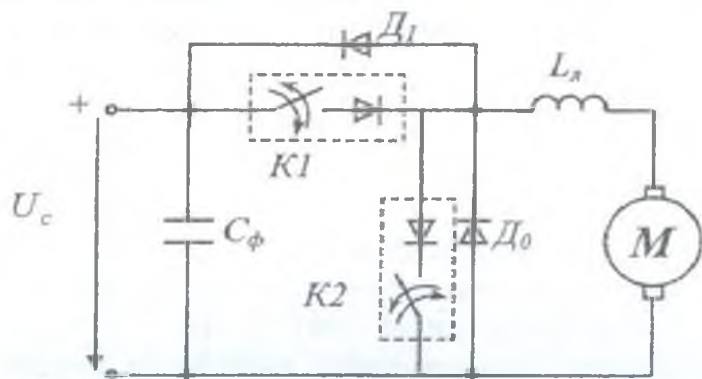


Рис. 7.38. Паралельний імпульсний перетворювач з двосторонньою провідністю

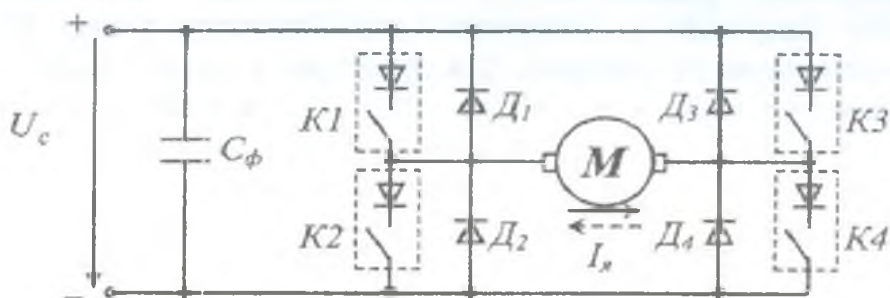


Рис. 7.39. Чотириквадрантний реверсивний ШІП

У режимі безперервного струму рівняння напруг для якорного кола має вигляд

$$\gamma \cdot U_d = E_{дв} + I_{я} R_{я}, \quad (7.55)$$

звідки, з урахуванням (3.4) і (3.5), рівняння електромеханічної та механічної характеристик:

$$\omega = \frac{\gamma \cdot U_d - I_{я} R_{я}}{K\Phi}; \quad (7.56)$$

$$\omega = \frac{\gamma \cdot U_d}{K\Phi} - \frac{MR_{я}}{(K\Phi)^2}. \quad (7.57)$$

Тобто, змінюючи шпаруватість імпульсів, можна отримати сімейство характеристик, паралельних одна одній (рис. 7.40).

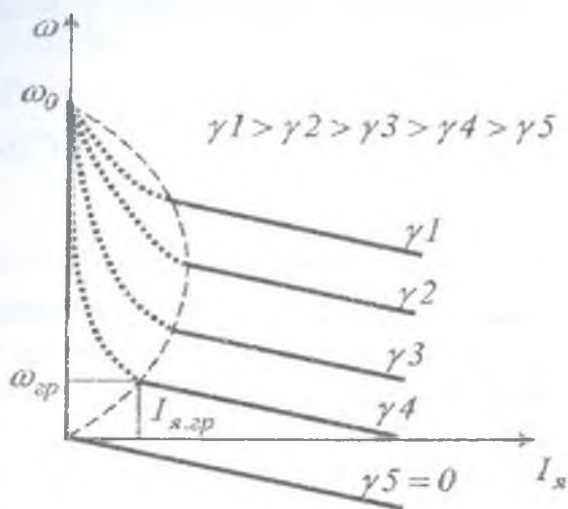


Рис. 7.40. Електромеханічні характеристики двигуна в системі ШІП-Д

При $\gamma = 0$ напруга на двигун не подається, що відповідає режиму динамічного гальмування.

У режимі переривчастого струму характеристики стають нелінійними. Координати граничного режиму визначаються такими виразами:

$$I_{я.зр} = I_{кз} \cdot \frac{\gamma \cdot (1 - \gamma) \cdot T_k}{2T_{я}}; \quad (7.58)$$

$$\omega_{зр} = \omega_0 \cdot \gamma \cdot \left[1 - \frac{(1 - \gamma) \cdot T_k}{2T_{я}} \right], \quad (7.59)$$

де $T_{я} = L_{я} / R_{я}$ – стала часу якірного кола; T_k – період комутації ключів; $I_{кз} = U_d / R_{я}$ – струм короткого замикання; $R_{я}$ – сумарний опір якірного кола.

Найбільше значення $I_{я.зр}$ має місце при $\gamma = 0,5$

$$I_{я.зр.макс} = \frac{I_{кз} \cdot T_k}{8T_{я}}. \quad (7.60)$$

Пульсації струму якоря ΔI (рис. 7.37, б) визначаються таким чином

$$\Delta I = I_{макс} - I_{мин} = I_{кз} \frac{\gamma \cdot (1 - \gamma) \cdot T_k}{T_{я}}. \quad (7.61)$$

Пульсуючий струм якоря викликає додаткові втрати в міді та сталі, зумовлені вихровими струмами. Щоб ці втрати не перевищували 10%, період комутації T_k вибирається з умови

$$T_k \leq 19,2 \cdot \left(\frac{I_H}{I_{кз}} \right)^2 \cdot T_{я},$$

при цьому допустимий момент зменшується на 5%.

Передаточну функцію ШПП можна уявити у вигляді ланки з чистим запізнюванням

$$W(p) = \frac{\Delta e_{\text{шп}}(p)}{\Delta U_k(p)} = K_{\text{шп}} e^{-\tau p}, \quad (7.62)$$

де $\tau \leq (1..2)T_k$ – чисте запізнювання; $K_{\text{шп}}$ – коефіцієнт передачі перетворювача.

При високій частоті комутації запізнювання можна не урахувати, вважаючи ШПП безінерційною ланкою. Характеристики та режими роботи двигунів при імпульсному керуванні з високою частотою комутації ключів краще, ніж в системі ТП-Д (фазове керування).

При великій індуктивності в якірному колі струм двигуна при імпульсному регулюванні швидкості можна вважати ідеально згладженим. Тому за відсутності втрат у ключах потужність, споживана з мережі, дорівнює потужності навантаження:

$$U_d I_M = \gamma \cdot U_d \cdot I_A; \quad I_M = \gamma \cdot I_A,$$

де I_M – середнє значення струму джерела живлення (мережі).

Якщо $\gamma < 1$, то середнє значення струму мережі менше середнього струму двигуна. Однак, коли ключ замкнений, миттєве значення струму мережі дорівнює миттєвому значенню струму якоря. Тому пікове значення споживаної з мережі потужності велике, а крива споживаного струму з мережі містить гармоніки, що викликають спотворення напруги мережі та додаткові теплові втрати. Для згладжування пульсацій струму мережі на вході ШПП застосовують LC-фільтри.

Для керування ШПП використовують звичайно релейні регулятори струму РРС з гістерезисом, від ширини петлі якого залежить рівень пульсацій струму якоря. За наявності РРС замкнутий контур струму можна уявити безінерційною ланкою з передаточною функцією $W_c = 1/K_{\text{зв.с}}$, де $K_{\text{зв.с}} = U_{\text{к.ном}}/I_{\text{дон}}$ – коефіцієнт зворотного зв'язку за струмом; $U_{\text{к.ном}}$ – номінальна напруга керування.

Приклад 7.5. Для двигуна постійного струму незалежного збудження типу 2ПН112L ($P_k = 5,3$ кВт, $U_n = 220$ В, $I_n = 30,11$ А, $n_n = 3000$ об/хв, $n_{\text{макс}} = 4000$ об/хв, $r_{\text{об.я}} = 0,242$ Ом, $r_{\text{дон}} = 0,195$ Ом, $L_A = 3,5 \cdot 10^{-3}$ Гн, $J_{\text{дв}} = 0,015$ кг·м²).

Необхідно: визначити діапазон зміни шпаруватості імпульсів γ та діапазон регулювання швидкості D при коливаннях статичного навантаження від 0 до

1,5I_н; граничний струм і рівень пульсації струму якоря при $\gamma = 0,5$ і частоті комутації ШІП $f_K = 2000$ Гц.

Р о з в ' я з а н н я. Номінальна кутова швидкість двигуна

$$\omega_n = \frac{\pi \cdot n_n}{30} = \frac{3,14 \cdot 3000}{30} = 314 \text{ рад/с.}$$

Коефіцієнт ЕРС двигуна

$$K\Phi = C_e = \frac{U_n - I_n \cdot (r_{об.я} + r_{дн})}{\omega_n} = \frac{220 - 30,11 \cdot (0,242 + 0,195)}{314} = 0,659 \text{ Вс/рад.}$$

У режимі короткого замикання напруга, прикладена до двигуна

$$\Delta U = 1,5I_n \cdot (r_{об.я} + r_{дн}) = 1,5 \cdot 30,11 \cdot (0,242 + 0,195) = 19,7 \text{ В.}$$

Такій напрузі при номінальному струмі якоря відповідає мінімальна швидкість двигуна

$$\omega_{мин} = \frac{\Delta U - I_n \cdot (r_{об.я} + r_{дн})}{C_e} = \frac{19,7 - 30,11 \cdot (0,242 + 0,195)}{0,659} = 10 \text{ рад/с.}$$

Діапазон регулювання швидкості

$$D = \frac{\omega_n}{\omega_{мин}} = \frac{314}{10} = 31,4.$$

Мінімальна шпаруватість імпульсів

$$\gamma_{мин} = \frac{\Delta U}{U_n} = \frac{19,7}{220} = 0,09$$

Діапазон регулювання шпаруватості $0,09 < \gamma \leq 1$.

Граничний струм якоря при $\gamma = 0,5$

$$I_{я.гр} = I_{кз} \cdot \frac{\gamma \cdot (1 - \gamma) \cdot T_K}{2T_{я}} = \frac{U_n \cdot \gamma \cdot (1 - \gamma)}{2f_K \cdot L_{я}} = \frac{220 \cdot 0,5 \cdot (1 - 0,5)}{2 \cdot 2000 \cdot 3,5 \cdot 10^{-3}} = 3,93 \text{ А.}$$

Пульсація струму якоря при $\gamma = 0,5$

$$\Delta I = I_{макс} - I_{мин} = I_{кз} \cdot \frac{\gamma \cdot (1 - \gamma) \cdot T_K}{T_{я}} = \frac{509 \cdot 0,5 \cdot (1 - 0,5) \cdot 0,5 \cdot 10^{-3}}{8,1 \cdot 10^{-3}} = 7,85 \text{ А,}$$

де $I_{к.з} = \frac{U_n}{r_{об.я} + r_{дн}} = \frac{220}{0,242 + 0,195} = 509$ – струм короткого замикання;

$T_я = \frac{L_я}{r_{об.я} + r_{дн}} = \frac{3,5 \cdot 10^{-3}}{0,242 + 0,195} = 8,1 \cdot 10^{-3}$ с – електромагнітна стала часу якоря;

$T_к = \frac{1}{f_к} = \frac{1}{2000} = 0,5 \cdot 10^{-3}$ с – період комутації ключів ШП.

Контрольні запитання

1. Перерахуйте основні показники регульованих електроприводів.
2. Які основні задачі регулювання координат?
3. Якими показниками характеризується якість динаміки електроприводу?
4. Чому при зменшенні жорсткості механічних характеристик зменшується точність регулювання?
5. Перелічіть способи регулювання швидкості двигуна постійного струму незалежного збудження.
6. Що розуміють під параметричним керуванням?
7. Переваги та недоліки параметричного керування.
8. Як впливає діапазон регулювання на точність роботи електроприводу в усталеному режимі?
9. Перелічіть основні недоліки реостатного регулювання швидкості.
10. Як оцінюється економічність регульованого електроприводу?
11. Наведіть формулу втрат потужності в якірному колі двигуна постійного струму (ДПС).
12. Який вигляд мають електромеханічні та механічні характеристики ДПС з незалежним збудженням при різних магнітних потоках?
13. Як побудувати штучну характеристику ДПС з незалежним збудженням при $\Phi < \Phi_{ном}$?
14. Назвіть основні переваги імпульсного регулювання додаткового опору.
15. У яких випадках використовують регулювання швидкості ДПС незалежного збудження шунтуванням якоря?
16. Наведіть і прокоментуйте механічні характеристики ДПС незалежного збудження при шунтуванні якоря.
17. Чому жорсткість механічних характеристик ДПС незалежного збудження при регулюванні швидкості шунтуванням якоря вища, чим при реостатному регулюванні?
18. Перелічіть основні схеми шунтування двигуна послідовного збудження.
19. Прокоментуйте механічні характеристики при шунтуванні обмотки якоря двигуна послідовного збудження.
20. Чому в схемі шунтування якоря двигуна послідовного збудження збільшується жорсткість механічних характеристик при зменшенні шунтуючого опору?
21. Чому при шунтуванні обмотки збудження збільшується швидкість?

22. Чому реостатне регулювання швидкості ДПС з незалежним збудженням є регулюванням при $M=const$?
23. Чому регулювання швидкості зміною магнітного потоку ДПС з незалежним збудженням є регулюванням при $P=const$?
24. Позитивні якості системи Г-Д.
25. Які недоліки має система Г-Д?
26. Як змінюється жорсткість механічної характеристики двигуна у системі Г-Д порівняно з природною характеристикою?
27. Назвіть методи підвищення швидкодії системи Г-Д.
28. Наведіть узагальнену структурну схему лінеаризованої розімкненої системи Г-Д.
29. Характерна відмінність динаміки розімкненої системи Г-Д порівняно з живленням двигуна від мережі.
30. Чим обмежується реальна швидкодія системи Г-Д?
31. Що сприяє збільшенню коливальності системи Г-Д щодо збуджуючої дії (момент опору)?
32. Який характер зміни моменту двигуна при збуджуючій дії?
33. Переваги системи тиристорний перетворювач – двигун (ТП-Д) порівняно з системою Г-Д.
34. Який негативний вплив роблять пульсації струму на роботу двигуна?
35. При яких співвідношеннях між ЕРС двигуна та середнім значенням напруги U_d характер струму буде безперервний, гранично-безперервний або переривчастий?
36. Які умови безперервного та переривчастого струму якоря в інверторному режимі роботи ТП?
37. Чому в режимі безперервного струму жорсткість механічних характеристик в системі ТП-Д значно менша, ніж у системі Г-Д?
38. Який характер мають механічні характеристики двигуна в режимі безперервного та переривчастого струмів?
39. Характерні координати механічних характеристик у режимі переривчастого струму для трифазної нульової та мостової схем.
40. Яким чином реалізується інверторний режим роботи нереверсивного перетворювача?
41. Яка напруга в інверторному режимі відіграє роль проти-ЕРС?
42. Специфіка комутації тиристорів в інверторному режимі.
43. Перерахуйте основні схеми реверсивних тиристорних перетворювачів.
44. Поясніть різницю роздільного та сумісного керування реверсивними перетворювачами.
45. Недоліки та переваги сумісного керування.
46. Які недоліки та переваги роздільного керування?
47. Чому необхідно обмежувати кут випередження на допустимому рівні?
48. Причини появи зрівнювальних струмів.
49. Яким чином обмежуються зрівнювальні струми?
50. Способи адаптування САК до режиму переривчастих струмів.

51. Яким чином зменшуються стрибки струму реверсивних перетворювачів з роздільним керуванням при переході в режим інвертування?

52. Чим відрізняються структурні схеми розімкненої системи ТП-Д в режимі безперервних та переривчастих струмів?

53. Накресліть схему послідовного ШІП і поясніть принцип роботи.

54. Зобразіть діаграми напруг і струмів при широтно-імпульсному керуванні.

55. У яких випадках використовують систему ШІП-Д?

56. Наведіть схему чотириквadrантного реверсивного ШІП і вкажіть можливі режими його роботи.

57. Наведіть механічні характеристики двигуна в системі ШІП-Д.

58. Чому в системі ШІП-Д велике пікове значення споживаної з мережі потужності?

8. РЕГУЛЮВАННЯ ШВИДКОСТІ АСИНХРОННИХ ЕЛЕКТРОДВИГУНІВ

8.1. Способи регулювання швидкості асинхронних електродвигунів

На практиці застосовують такі способи регулювання швидкості:

- вмиканням додаткового опору R_o у коло ротора (реостатне регулювання), включаючи й імпульсне регулювання R_o ;
- зміною напруги живлення, що досягається вмиканням додаткового опору або дроселів насичення в коло статора, імпульсним регулюванням, а також за допомогою тиристорних регуляторів напруги з фазовим керуванням;
- перемиканням кількості пар полюсів;
- зміною за конкретним законом частоти і величини напруги живлення, включаючи й векторне регулювання (найбільш перспективний та економічний спосіб);
- введенням додаткової ЕРС у коло ротора (каскадні схеми включення асинхронних двигунів з іншими машинами та перетворювачами).

У зазначених вище способах варто розрізняти дві принципово різні можливості регулювання швидкості електроприводів з асинхронними двигунами:

- у першому випадку кутова швидкість поля ω_0 залишається незмінною, а різними способами змінюють відставання ротора від магнітного поля, що характеризується ковзанням $S = (\omega_0 - \omega) / \omega_0$;

– друга можливість регулювання швидкості заснована на зміні кутової швидкості магнітного поля, як найбільш економічного способу.

Усі способи регулювання швидкості, що відносяться до першої групи ($\omega_0 = \text{const}$), незалежно від їхньої реалізації, характеризуються збільшенням втрат потужності (потужності ковзання) $\Delta P_2 = M \omega_0 - M \omega = M \omega_0 S$ при зменшенні швидкості. Ця потужність, пропорційна ковзанню, розсіюється у вигляді тепла в роторному колі двигуна і додаткових опорах для двигунів з фазним ротором. Тому економічними є лише способи, в яких регулюється кутова швидкість магнітного поля ω_0 .

8.2. Регулювання швидкості асинхронного двигуна вмиканням додаткових опорів у коло ротора

Схеми вмикання та механічні характеристики двигуна при реостатному регулюванні швидкості наведені на рис. 8.1. Вмикання додаткового опору в коло ротора (реостатне регулювання) дозволяє, як і для двигуна постійного струму, регулювати швидкість вниз від основної. Як видно з механічних характеристик рис. 8.1, б, зі збільшенням R_o при заданому моменті опору M_c швидкість зменшується. Механічні характеристики та додаткові опори

розраховуються за формулами, наведеними у розділі 4. При реостатному способі регулювання критичний момент $M_{кр}$ залишається незмінним, а критичне ковзання $S_{кр}$ збільшується пропорційно R_{δ} .

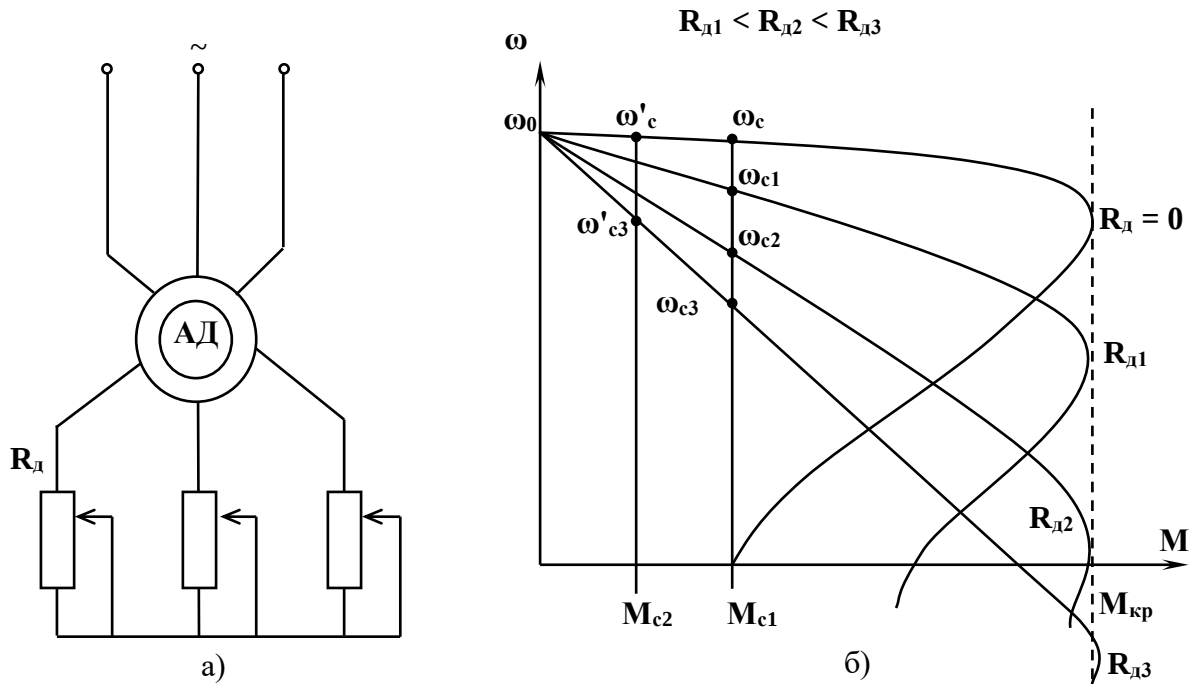


Рис. 8.1. Схема включення (а) і механічні характеристики асинхронного двигуна (б) при реостатному регулюванні швидкості

За всіма основними показниками цей спосіб не відрізняється від розглянутого раніше реостатного регулювання швидкості двигунів постійного струму незалежного збудження і характеризується такими показниками:

- регулювання швидкості в русійному режимі реалізується униз від основної ($\omega_{c3} < \omega_c$, рис. 8.1, б);
- плавність регулювання невелика і залежить від кількості ступіней регулювального реостата (звичайно 3-5);
- модуль жорсткості механічної характеристики $\beta = \Delta M / \Delta \omega$ зменшується зі зростанням R_{δ} , отже, зменшується точність і стабільність регулювання швидкості;
- діапазон регулювання невеликий і складає 2-3, що зумовлено зниженням жорсткості характеристик та зростанням втрат у міру збільшення діапазону регулювання;
- допустимий момент $M_{дон} = M_n$ без урахування погіршення умов охолодження двигуна при зниженні швидкості;
- ефективне регулювання швидкості можливе лише при великих значеннях моменту опору (рис. 8.1, б). Зі зменшенням M_c діапазон регулювання зменшується.

Основним недоліком цього способу є великі втрати потужності в роторному колі

$$\Delta P_2 = M \cdot \omega_0 \cdot S = 3I_2'^2 \cdot R_2' = 3I_2'^2 (r_2' + R_0'),$$

які з ростом ковзання (діапазону регулювання) збільшуються і знижують ККД приводу. При цьому частина втрат розсіюється обмотками ротора, а інша $3I_2'^2 \cdot R_0'$ – виводиться з машини і розсіюється зовнішніми резисторами.

Внаслідок великих втрат розглянутий спосіб регулювання застосовується для двигунів невеликої та середньої потужності в тих випадках, коли потрібен невеликий діапазон регулювання швидкості та нетривала робота на знижених швидкостях. Цей спосіб регулювання знаходить застосування, наприклад, в електроприводах різних підйомно-транспортних машин і механізмів.

Вмикання додаткових опорів використовується також для регулювання струму і моменту двигуна при його пуску. З рис. 8.1, б випливає, що підбором додаткового опору ($R_0 = R_{02}$), можна збільшити пусковий момент двигуна аж до критичного моменту $M_{кр}$. Це положення використовується для пуску асинхронного двигуна при моменті опору, що перевищує пусковий момент.

Для підвищення плавності і діапазону регулювання використовують імпульсний спосіб регулювання додаткового опору і зворотний зв'язок за швидкістю (рис. 8.2).

Сутність методу полягає в тому, що за допомогою напівпровідникового ключа k (тиристорний чи транзисторний) періодично з високою частотою вмикається і шунтується додатковий опір. Якщо ключ k замкнутий ($\gamma = 1$), то двигун працює на природній характеристиці 1 (рис. 8.2, б), якій відповідає $R_0 = 0$. При розімкнутому ключі k ($\gamma = 0$) двигун працює на реостатній характеристиці 2 при наявності додаткового опору $R_0 = R_1$. При зміні γ від одиниці до нуля всі інші характеристики розташовуються усередині цих двох граничних характеристик (пунктирні лінії рис. 8.2, б).

При високій частоті комутації досягається ефект плавної зміни додаткового опору, величина яка визначається також за формулою:

$$R_{0,имп} = R_0(1 - \gamma), \quad (8.1)$$

де $\gamma = t_{зам} / T_k$ – шпаруватість імпульсів; $t_{зам}$, T_k – час замкнутого стану ключа і період його комутації.

Для розширення діапазону і плавності регулювання застосовують замкнені системи регулювання з різними зворотними зв'язками, наприклад, за швидкістю, як показано на рис. 8.2, де релейний регулятор керує ключем k . Застосування зворотного зв'язку за швидкістю дозволяє одержати характеристики паралельні одна одній (характеристики 3-5 рис. 8.2, б) і тим самим значно розширити діапазон і точність регулювання. Нерегульована зона, що лежить між реостатною характеристикою з $R_0 = R_1$ і віссю кутової швидкості усувається застосуванням імпульсного способу комутації кола випрямленого струму, при якому періодично розмикається і замикається коло випрямленого струму. Керування ключем k у функції випрямленого струму

дозволяє регулювати в перехідних режимах величину струму, а отже, і момент двигуна. Механічні характеристики в цьому випадку не залежать від швидкості й мають вигляд $M = f(\omega) = \text{const}$, що дозволяє реалізувати розгін приводу з заданим прискоренням.

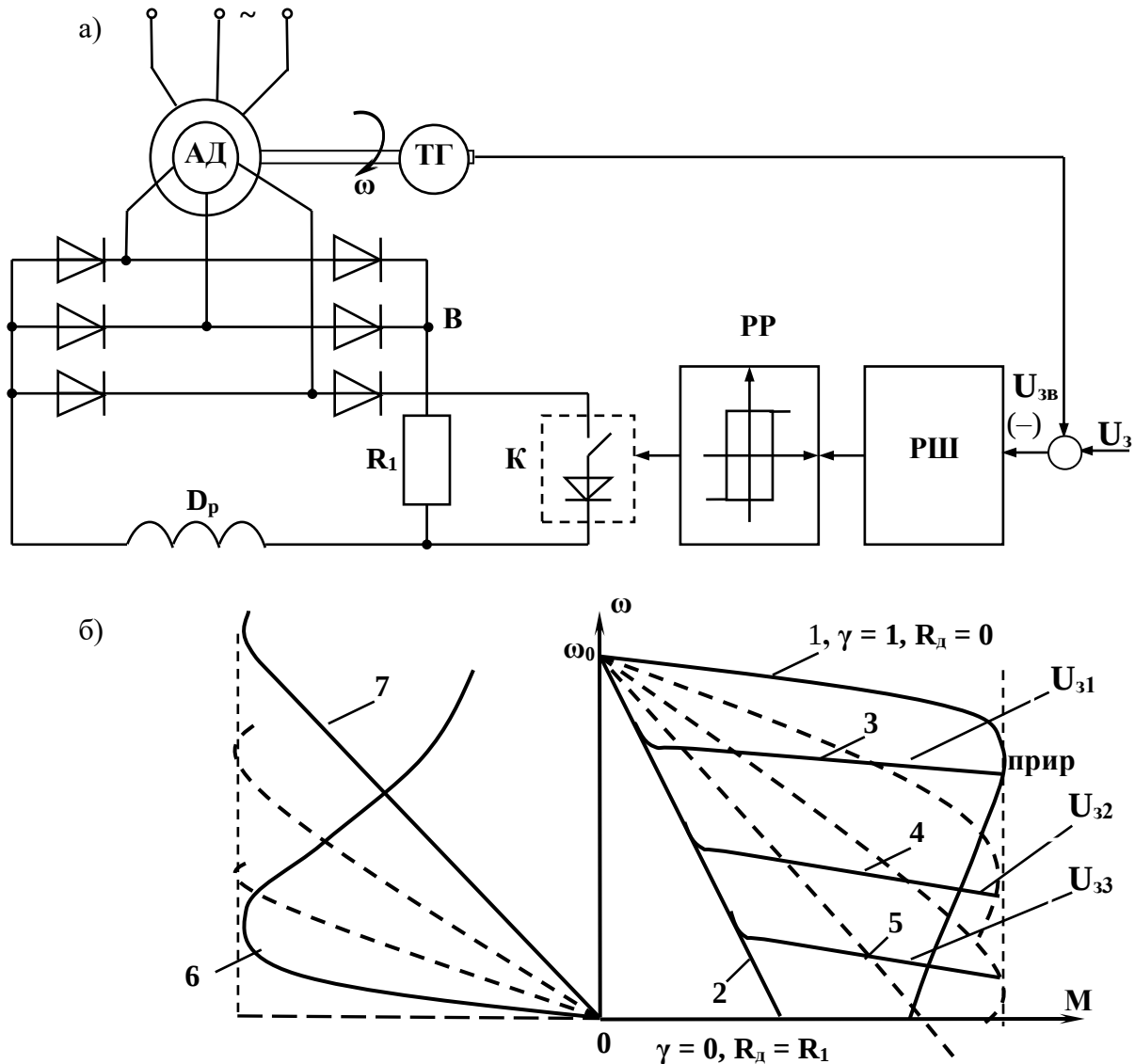


Рис. 8.2. Схема вмикання асинхронного двигуна з фазним ротором при імпульсному способі регулювання додаткового опору (а) та механічні характеристики (б)

Зміна опору в колі ротора імпульсним методом може бути використана в режимі динамічного гальмування. Робоча область характеристик у цьому випадку розташовується між характеристиками при зміні додаткового опору від нуля до R_1 (характеристики 6 і 7 рис. 8.2).

Оскільки в розглянутому способі імпульсного регулювання додаткового опору $\omega_0 = \text{const}$, то енергетичні показники будуть трохи гірше, ніж при

звичайному реостатному регулюванні. Це зумовлено наявністю додаткових втрат від вищих гармонік струму ротора і статора.

8.3. Регулювання швидкості асинхронних електродвигунів зміною напруги живлення

Зміна напруги, що підводиться до двигуна, може бути реалізована:

- вмиканням додаткового опору в коло статора;
- за допомогою дроселів з насиченням і силових магнітних підсилювачів, увімкнутих у коло статора;
- періодичним вмиканням двигуна до джерела;
- за допомогою тиристорних регуляторів напруги (рис. 8.3) з фазовим керуванням, що є найбільш поширеним.

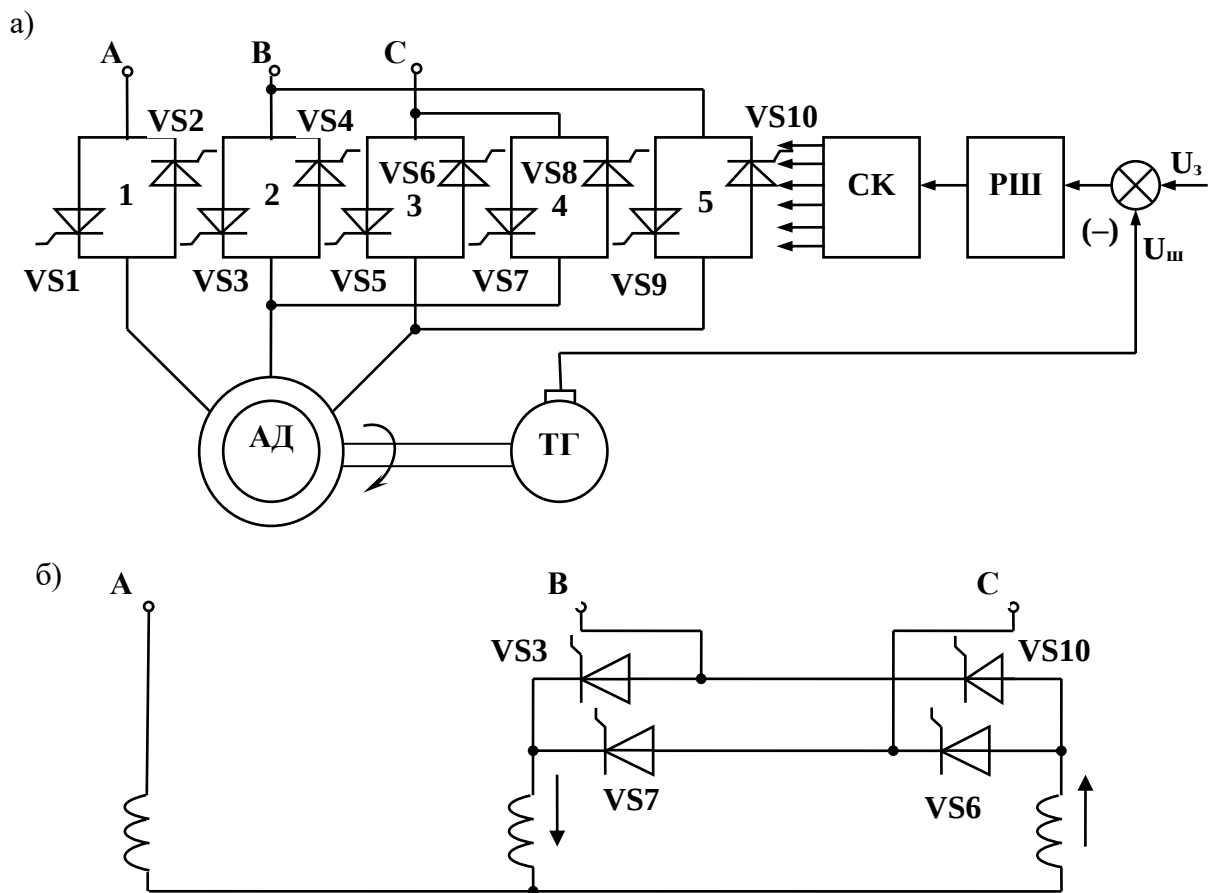


Рис. 8.3. Схема асинхронного електроприводу з тиристорним регулятором напруги (а) та динамічного гальмування (б)

У схемі рис. 8.3 у статорне коло двигуна увімкнуті п'ять зустрічно-паралельних пар тиристорів, що утворюють реверсивну схему. При подачі керуючих імпульсів на тиристорні пари 1...3 двигун буде обертатися в одному напрямку. Якщо ж сигнали керування подати на тиристорні пари 1, 4, 5, то буде інша послідовність напруги, прикладеної до двигуна, і напрямки обертання двигуна зміниться на зворотний.

Регулювання напруги, що підводиться до двигуна, реалізується фазовим способом, зміною кута керування α . Напруга, що підводиться до двигуна, має

складну несинусоїдальну форму і залежить від кута керування α і кута навантаження ϕ , який змінюється в широких межах залежно від режиму роботи та типу двигуна і характеризує його як активно-індуктивне навантаження для регулятора напруги.

Величина вихідної напруги регулюється зміною кута керування α від нуля до 150° . У розрахунках користуються основною гармонійною складовою напруги.

Якщо кут керування α більше кута навантаження ϕ ($\alpha > \phi$), то тривалість ділянки провідності тиристорів (тривалість протікання струму навантаження) $\lambda < \pi$. При цьому черговий тиристор вмикається тоді, коли попередній тиристор уже закритий. По навантаженню протікає переривчастий несинусоїдальний струм. Якщо $\alpha = \phi$, то для кожного тиристора $\lambda = \pi$ і черговий тиристор вступає в роботу саме тоді, коли закривається попередній. По навантаженню протікає безперервний синусоїдальний струм. При зустрічно-паралельному вмиканні тиристорів обидва тиристори не можуть одночасно проводити струм, оскільки спад напруги на відкритому тиристорі створює негативну напругу на закритому, відкриття якого можливо лише після закриття тиристора, який працював до цього. Тому при $\alpha < \phi$ і широких керуючих імпульсах режим роботи тиристорів аналогічний випадку $\alpha = \phi$. Причому при $\alpha < \phi$ напруга, що підводиться до двигуна, залишається синусоїдальною та незмінною за величиною.

На основі реверсивного тиристорного регулятора напруги можна реалізувати живлення обмоток статора постійним струмом і реалізувати тим самим динамічне гальмування. Для цього подають керуючі імпульси, наприклад, лише на тиристори, які показані на рис. 8.3, б.

Таким чином, схема рис. 8.3 дозволяє реалізувати режим пуску, гальмування і реверса, регулювати швидкість електродвигуна, формувати бажаний перехідний процес.

Як було показано в розділі 4, при зміні напруги зменшується критичний момент двигуна штучної характеристики

$$M_{кр.шт} \approx \frac{3U_\phi^2}{2\omega_0 \cdot x_k} = M_{кр} \left(\frac{U}{U_n} \right)^2, \quad (8.2)$$

а критичне ковзання залишається незмінним

$$S_{кр} = \frac{r'_2}{\sqrt{r_1^2 + x_k^2}},$$

де $M_{кр}$ – критичний момент двигуна на природній характеристиці при номінальній напрузі живлення. В результаті цього механічні характеристики набувають такого вигляду (рис. 8.4).

З рис. 8.4 випливає, що розімкнута система забезпечує дуже низький діапазон регулювання для механізмів з $M_c = const$ ($D = \omega_c / \omega_{cl}$). Вентиляторна

механічна характеристика виробничих механізмів забезпечує стійку роботу приводу на будь-якій ділянці механічної характеристики двигуна, забезпечуючи тим самим досить великий діапазон регулювання швидкості без зворотних зв'язків $D = \omega'_{c1} / \omega'_{c2}$ (рис. 8.4). Діапазон і стабільність регулювання можуть бути значно розширені застосуванням замкнених систем керування зі зворотнім зв'язком за швидкістю, при цьому діапазон регулювання може досягти 15:1.

Електричні втрати в роторному колі (втрати ковзання), зумовлені виразом $\Delta P_2 = M \omega_0 S = P_1 S$, збільшуються з ростом діапазону регулювання. Допустимий момент для двигунів з незалежною вентиляцією

$$M_{дон} = M_n \cdot S_n / S \quad (8.3)$$

знижується зі зменшенням швидкості.

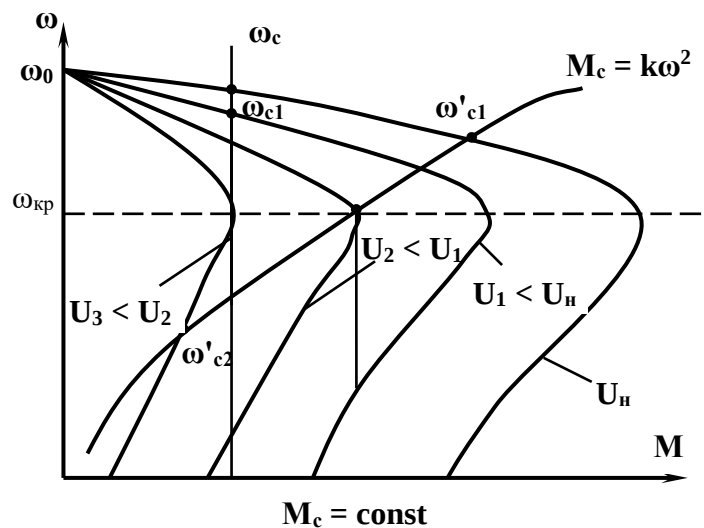


Рис. 8.4. Механічні характеристики асинхронного двигуна при зміні напруги живлення

Економічність регулювання досягається лише в електроприводах з вентиляторним навантаженням, в яких зі зменшенням швидкості, принаймні квадратично, знижується й момент опору. Це знижує втрати в роторі та полегшує тепловий режим двигуна на зниженій швидкості. Практика показує, що розімкнуті системи: тиристорний регулятор напруги – асинхронний двигун, завдяки простоті реалізації та економічності, доцільно використовувати для регулювання швидкості виробничих механізмів з вентиляторним навантаженням (вентиляторні установки в хімічній та вугільній промисловості, системи водопостачання та ін.). При цьому забезпечуються також необхідні технологічні вимоги та вирішується задача енергозбереження.

Деякі промислові електроприводи (підйомно-транспортні механізми, ліфти та інші) працюють з частими процесами пуску та гальмування. Застосування для керування такими механізмами порівняно недорогих систем тиристорний регулятор напруги – асинхронний двигун (ТРН-АД) дозволяє здійснювати

режим плавного пуску та гальмування, за рахунок формування необхідного закону зміни напруги першої гармоніки. Це забезпечує суттєве зниження пускових струмів, зменшення енергоспоживання на 3-6%, а також забезпечує вирішення низки технологічних задач (обмеження динамічних навантажень, зниження прискорень, ривків та ін.).

Застосування системи ТРН-АД дозволяє знизити енергоспоживання недовантажених двигунів при роботі в зоні номінальної швидкості, забезпечивши їх роботу при зниженій напрузі. При цьому зменшуються втрати в сталі $\Delta P_{ст}$ і в міді статора $\Delta P_{м1}$, а втрати в роторі $\Delta P_2 = M \omega_0 S$ трохи збільшуються через зниження швидкості при зменшенні напруги живлення. Однак сумарні втрати будуть менші, ніж при роботі на природній характеристиці з номінальною напругою.

Застосування системи ТРН-АД, як уже відзначалося, є дуже ефективним для електроприводів з вентиляторним навантаженням (насоси, вентилятори, компресори та ін.). Цей тип механізмів споживає до 25% усієї вироблюваної електроенергії. У переважній більшості випадків ці електроприводи є нерегульованими, що не дозволяє реалізувати режим раціонального енергоспоживання, витрат води, пара, повітря та ін. при зміні технологічних потреб (наприклад, насосні станції холодного й гарячого водопостачання та систем опалення). Обрані, виходячи з максимальної продуктивності та з урахуванням запасу, ці механізми значну частину часу працюють з меншою продуктивністю та великими втратами.

Потужність, споживана, наприклад, насосом визначається за формулою

$$P = \frac{Q \cdot H \cdot g \cdot \rho}{\eta}, \quad (8.4)$$

де Q – продуктивність насоса; H – напір насоса; ρ – густина рідини, що перекачується, $g = 9,81 \text{ м/с}^2$.

При дросельному регулюванні витрат (зо допомогою засувки) зростає напір насоса, який стає більше номінального, а споживана потужність залишається приблизно однаковою.

У випадку використання регульованого електроприводу за рахунок зміни частоти обертання знижується подача й одночасно зменшується напір, у результаті чого істотно знижується споживана потужність, пропорційна добутку продуктивності та напору. Практика показує, що в таких установках економія електроенергії досягає 50%.

Варто додати, що дуже перспективним є також застосування тиристорних регуляторів напруги для плавного (легкого) пуску АД великої потужності.

8.4. Регулювання швидкості асинхронних двигунів змінюю кількості пар полюсів

Можливість регулювання швидкості даним способом впливає з виразу $\omega = 2\pi \frac{f}{p}$, з якого видно, що зміною кількості пар полюсів p можна ступінчасто регулювати швидкість двигуна.

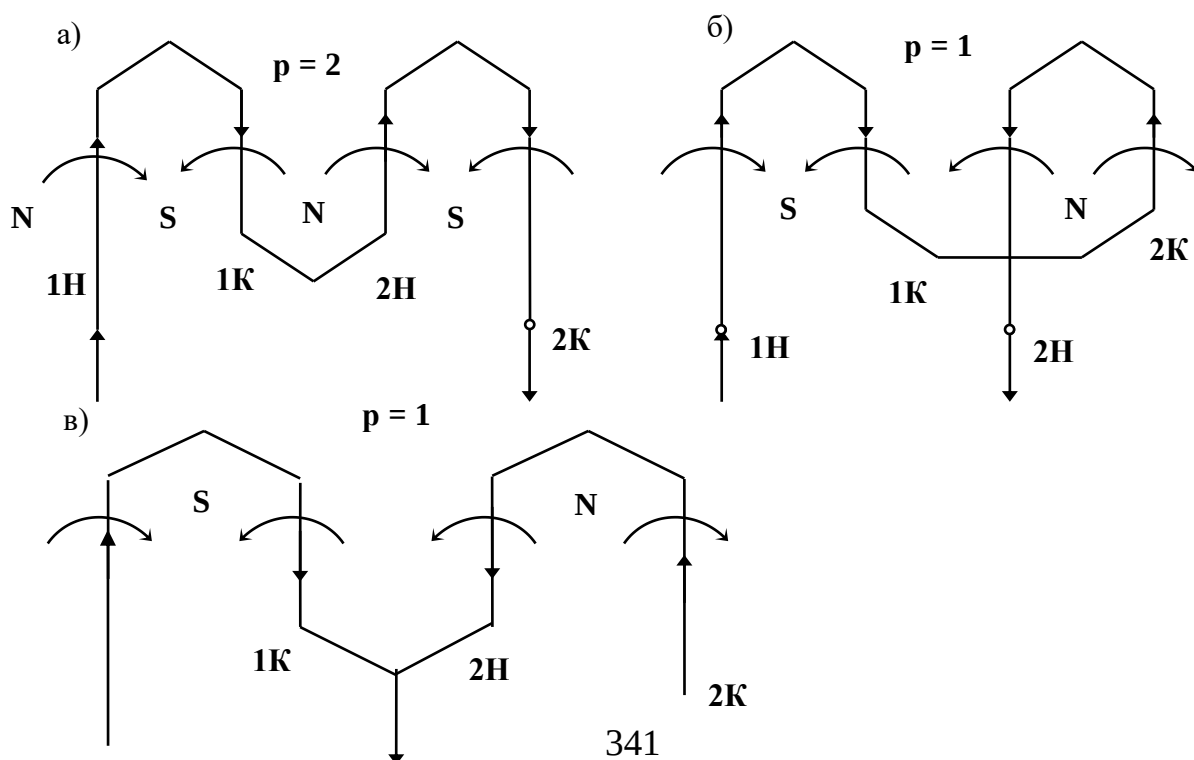
Цей спосіб регулювання швидкості застосовується лише для короткозамкнутих двигунів, ротор яких автоматично пристосовується до зміни кількості пар полюсів. Двигуни, що допускають регулювання швидкості зміною кількості пар полюсів, називаються багатошвидкісними.

Для зміни кількості пар полюсів використовуються дві конструкції двигунів: з декількома обмотками на статорі, покладеними в ті самі пази; з однією обмоткою, що допускає перемикання її секцій для одержання різної кількості пар полюсів.

Багатошвидкісні двигуни з декількома незалежними обмотками на статорі за технічними показниками поступаються однообмотковим (менші значення ККД та $\cos\phi$). Тому найбільше поширення одержали багатошвидкісні двигуни з перемиканням секцій обмоток.

Найбільш просте перемикання кількості пар полюсів реалізується з відношенням 1:2. У цьому випадку обмотки кожної фази виконуються у вигляді двох секцій. Зміна напрямку струму в одній з них (паралельне або послідовне з'єднання) спричиняє зміну кількості пар полюсів у два рази.

На рис. 8.5 показана схема однієї фази статорної обмотки, що складається з двох однакових частин 1Н-1К і 2Н-2К. Якщо частини обмотки з'єднані послідовно, як це показано на рис. 8.5, а, то утворюється магнітне поле з чотирма полюсами, тобто $p = 2$. Залишивши напрямок струму тим самим, змінивши схему з'єднання частин обмоток, як показано на рис. 8.5, б, статорна обмотка утворює магнітне поле з $p = 1$. Зменшення вдвічі кількості пар полюсів досягається також шляхом паралельного з'єднання частин обмоток (рис. 8.5, в).



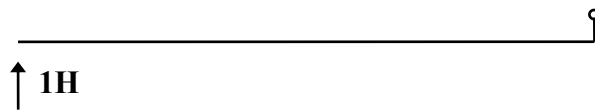


Рис. 8.5. Схеми перемикачів частин обмоток статора для зміни кількості пар полюсів

На практиці найбільш часто застосовують дві схеми перемикачів обмоток статора багатошвидкісних асинхронних двигунів: перемикач з трикутника на подвійну зірку; із зірки на подвійну зірку.

У першому випадку, при з'єднанні в трикутник (рис. 8.6), секції з'єднуються послідовно. При з'єднанні обмоток статора в подвійну зірку, секції обмоток з'єднуються паралельно і кількість пар полюсів зменшується вдвічі.

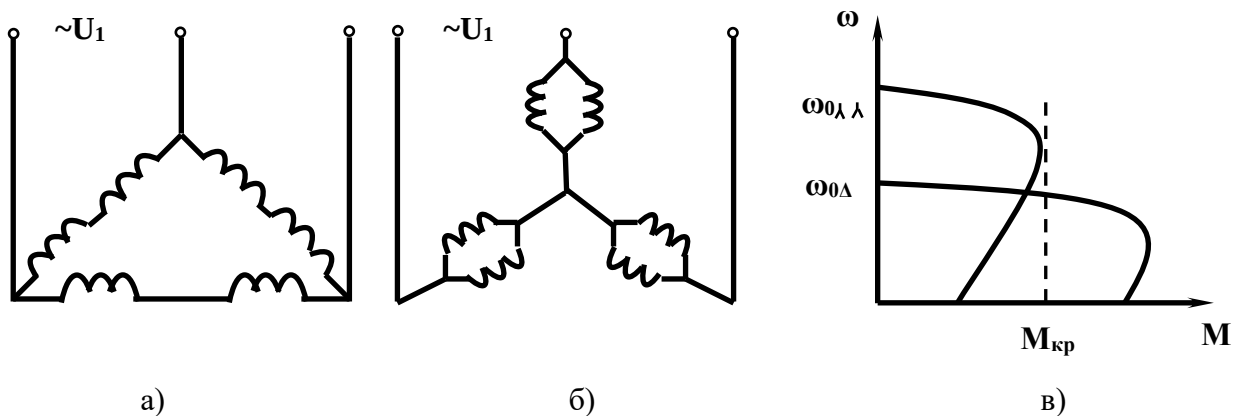


Рис. 8.6. З'єднання обмоток статора в трикутник (а), подвійну зірку (б) та механічні характеристики (в) при цих схемах з'єднання обмоток

Для визначення допустимого моменту знайдемо потужність, споживану двигуном, для наведених схем вмикання обмоток статора. Допустимий струм $I_{дон} = I_n$ залишається незмінним для обох схем. При цьому допустима потужність:

- при з'єднанні в трикутник $P_{дон1} = 3U_1 I_n \cos \phi_1$;
- при з'єднанні в подвійну зірку $P_{дон2} = \sqrt{3} U_1 2 I_n \cos \phi_2 = 3,46 U_1 I_n \cos \phi_2$.

Наведені вирази свідчать, що при $\cos \phi_1 \approx \cos \phi_2$ допустима потужність залишається приблизно однаковою. Тому при зменшенні вдвічі кількості пар полюсів (збільшується вдвічі швидкість) допустимий момент $M_{дон} = P_{дон} / \omega$ також зменшується в два рази. Механічні характеристики при цьому мають вигляд, показаний на рис. 8.6, в.

При з'єднанні в зірку (рис. 8.7, а) секції обмоток статора також з'єднуються послідовно, утворюючи таку ж кількість пар полюсів, як і при з'єднанні в трикутник. При з'єднанні в подвійну зірку кількість пар полюсів зменшується вдвічі, однак при цьому збільшується практично в два рази і потужність, що споживається. Тому допустимий момент при перемикачів з зірки на подвійну зірку залишається однаковим і характеристики мають вигляд, представлений на рис. 8.7, б.

Двошвидкісні асинхронні двигуни серії 4А випускають з частотою обертання 3000/1500, 1500/750 і 1000/500 об/хв, а також 1500/1000 і 1000/750 об/хв, в яких переключення обмоток відбувається по більш складних схемах.

Тришвидкісні асинхронні двигуни мають дві незалежні обмотки статора: одну з перемиканням, а другу без перемикання. У серії 4А передбачено три типи тришвидкісних двигунів зі співвідношенням частот обертання: 1000/1500/3000; 750/1500/3000 і 750/1000/1500 об/хв.

Чотиришвидкісні з частотами обертання 3000/1500/1000/750 та 1500/1000/750/500 мають дві обмотки з перемиканням кількості пар полюсів.

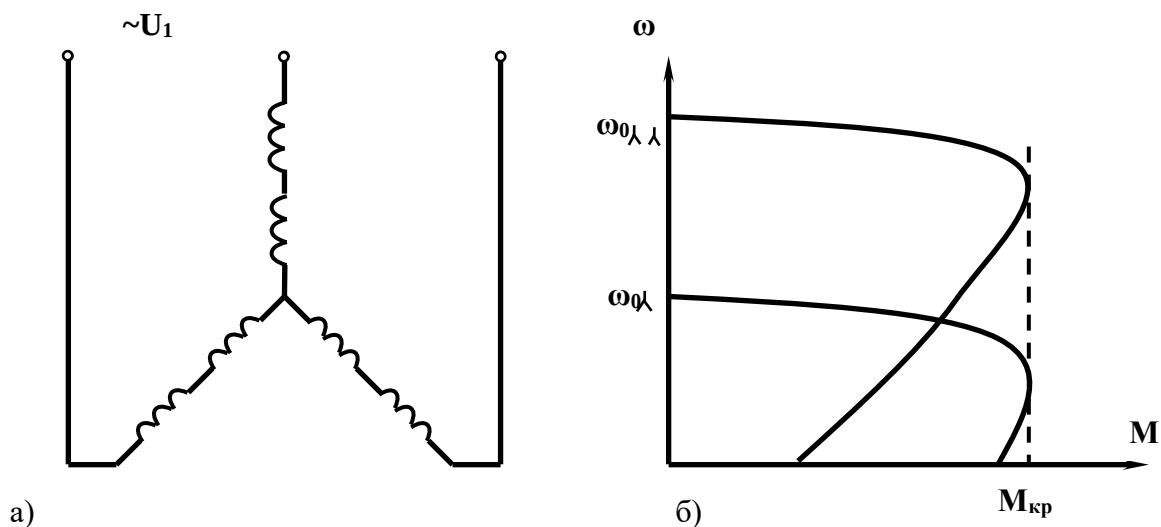


Рис. 8.7. З'єднання обмоток статора в зірку (а) та механічні характеристики при перемиканні з зірки на подвійну зірку (б)

Розглянутий спосіб регулювання швидкості асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором зміною кількості пар полюсів характеризується простотою реалізації, високою жорсткістю механічних характеристик, малими втратами енергії, оскільки регулювання реалізується зміною кутової швидкості магнітного поля і не супроводжується ростом втрат потужності в роторному колі.

Недоліком розглянутого способу є ступінчасте регулювання швидкості та порівняно невеликий діапазон регулювання, що в основному не перевищує 6:1. Тому багатошвидкісні асинхронні двигуни використовуються в механізмах, які не вимагають плавного регулювання швидкості.

8.5. Класифікація законів частотного керування асинхронним електроприводом

Розробка законів частотного керування асинхронним електроприводом базується на математичному перетворенні рівнянь (4.65)...(4.71). Рівняння (4.65)...(4.68), що описують електромагнітні процеси АД, можна перетворити таким чином, щоб залишилося тільки дві змінні. У цьому випадку з'явиться шість різних способів представлення електромагнітної системи. Вектори

змінних статора та ротора можна представити в експоненціальному (полярна система координат) або алгебраїчному виді. Отже, керувати асинхронним двигуном можна такими способами:

- зміною модуля вектора (скалярне керування);
- зміною модуля та аргументу вектора (полярне керування);
- зміною проекцій вектора на координатні осі (векторне керування);

Напівпровідниковий перетворювач частоти може бути представлений як джерело напруги або перетворювач напруги із властивостями джерела струму. В результаті цього кількість можливих варіантів керування асинхронним двигуном доходить до сорока.

Після вибору одного з можливих варіантів керування асинхронним приводом можна приступати до синтезу параметрів регуляторів.

8.6. Асинхронні приводи зі скалярним керуванням

Скалярне керування асинхронним електроприводом забезпечує необхідні статичні характеристики і застосовується для приводів, що не вимагають точної підтримки моменту в перехідних режимах. На вході таких систем вмикаються в основному задавачі інтенсивності, що обмежують прискорення приводу на заданому рівні.

Усі закони скалярного керування базуються на математичному описі асинхронної машини в усталеному режимі в обертовій системі координат (4.65)...(4.71), що доповнюються виразом для потокозчеплення від основного магнітного потоку $\bar{\psi}_m = L_m(\bar{I}_1 + \bar{I}_2)$.

В усталеному режимі всі просторові вектори нерухомі і незмінні за величиною, а похідні від потокозчеплення дорівнюють нулю. При цьому рівняння (4.65)...(4.68) після перетворення приймають вигляд:

$$\frac{\bar{U}_1^*}{\alpha_k} = \frac{R_1^* \bar{I}_1^*}{\alpha_k} + j\bar{\psi}_1^* = \frac{R_1^* \bar{I}_1^*}{\alpha_k} + jx_1^* \bar{I}_1^* + j\bar{\psi}_m^*; \quad (8.5)$$

$$0 = \frac{R_2^* \bar{I}_2^*}{\beta_a} + j\bar{\psi}_2^* = \frac{R_2^* \bar{I}_2^*}{\beta_a} + jx_2^* \bar{I}_2^* + j\bar{\psi}_m^*, \quad (8.6)$$

де $\beta_a = \alpha_k - z_n \omega^*$ – абсолютне ковзання.

У наведених виразах прийняті відносні величини: $U_1^* = U_1/U_\phi$; $R_1^* = R_1/R_\phi$; $\Psi_1^* = \Psi_1/\Psi_\phi$; $I_1^* = I_1/I_\phi$; $\omega^* = \omega/\omega_\phi$; $R_2^* = R_2/R_\phi$; $I_2^* = I_2/I_\phi$; $\psi_2^* = \psi_2/\psi_\phi$; $X_1^* = \omega_\phi L_1/R_\phi$; $X_{1\phi}^* = \omega_\phi L_{1\phi}/R_\phi$; $X_{2\phi}^* = \omega_\phi L_{2\phi}/R_\phi$; $\alpha_k = \omega_k/\omega_\phi$; $X_2^* = \omega_\phi L_2/R_\phi$. Як базові величини прийняті: $U_\phi = U_{1\phi, \max}$; $I_\phi = I_{1\max}$; $\omega_\phi = \omega_1 = 2\pi f$; $R_\phi = U_\phi/I_\phi$; $L_\phi = U/\omega_\phi I_\phi$; $\psi_\phi = U_\phi/\omega_\phi$.

За допомогою (8.5) і (8.6) можна одержати схему заміщення асинхронного двигуна в усталеному режимі, що подана на рис. 8.8.

Згідно зі схемою заміщення можна установити основні скалярні закони керування асинхронним двигуном: $\frac{\bar{U}_1}{\alpha_k} = const$; $\bar{\Psi}_1 = const$; $\bar{\Psi}_m = const$; $\bar{\Psi}_2 = const$.

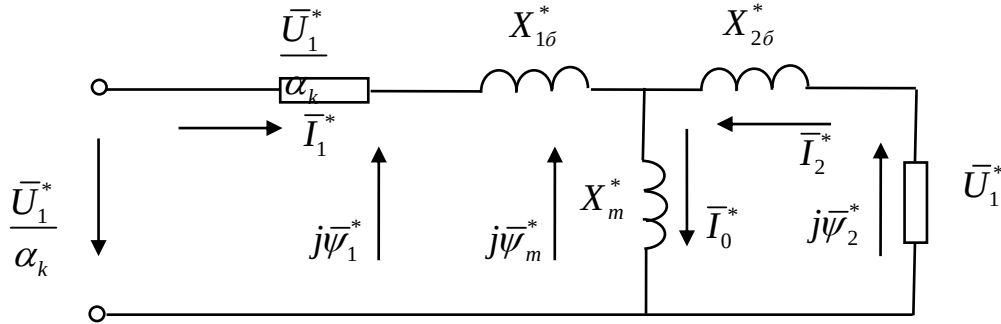


Рис. 8.8. Схема заміщення асинхронного двигуна в усталеному режимі (відносні одиниці)

Для зазначених законів керування рівняння для моменту двигуна знаходиться зі схеми заміщення рис. 8.8:

$$M^* = \frac{(U_1^*/\alpha_k)^2 \cdot R_2^*/\alpha_k \beta_a}{(X_1^* + X_2^*)^2 + \left(\frac{R_1^*}{\alpha_k} + \frac{R_2^*}{\beta_a}\right)^2}; \quad (8.7)$$

$$M^* = \frac{\Psi_1^{*2} R_2^*/\alpha_k \beta_a}{(X_1^* + X_2^*)^2 + (R_2^*/\beta_a)^2}; \quad (8.8)$$

$$M^* = \frac{\Psi_m^{*2} R_2^*/\alpha_k \beta_a}{X_2^{*2} + (R_2^*/\beta_a)^2}; \quad (8.9)$$

$$M^* = \frac{\Psi_2^{*2} R_2^*/\alpha_k \beta_a}{(R_2^*/\beta_a)^2}, \quad (8.10)$$

де $M^* = M/M_n$ – відносне значення моменту.

На рис. 8.9 наведені механічні характеристики асинхронного двигуна для розглянутих законів керування без урахування насичення магнітного кола.

Найпростішим з перерахованих способів є $U_1^*/\alpha_k = const$ або $U/f = const$. Цей закон керування при наявності інвертора з ШІМ реалізований практично у всіх перетворювачах, пропонованих на ринку. Зручність цього способу полягає в тому, що електропривід може працювати без зворотних зв'язків і мати природну жорсткість механічної характеристики. Даний спосіб регулювання широко використовується в електроприводах з $M_c = const$, які не потребують великої швидкодії, та при відсутності різких і частих коливань навантаження.

Для механізмів, в яких момент опору є функцією швидкості $M_c = f(\omega)$ використовуються інші співвідношення між напругою та частотою, з метою збереження незмінної перевантажувальної здатності ($\lambda_{\text{ов}} = M_{\text{кр}}/M_c$) у всьому діапазоні регулювання швидкості, де $M_{\text{кр}}$, M_c – критичний момент двигуна та статичний момент опору при заданій швидкості.

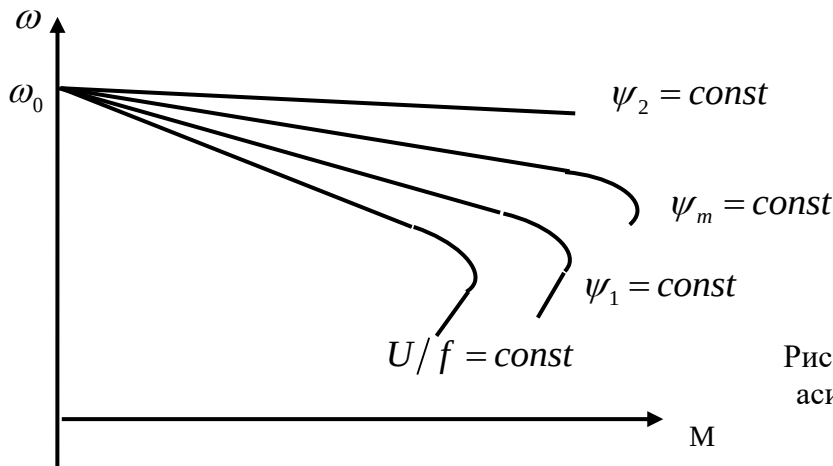


Рис. 8.9. Механічні характеристики асинхронного двигуна при різних законах керування

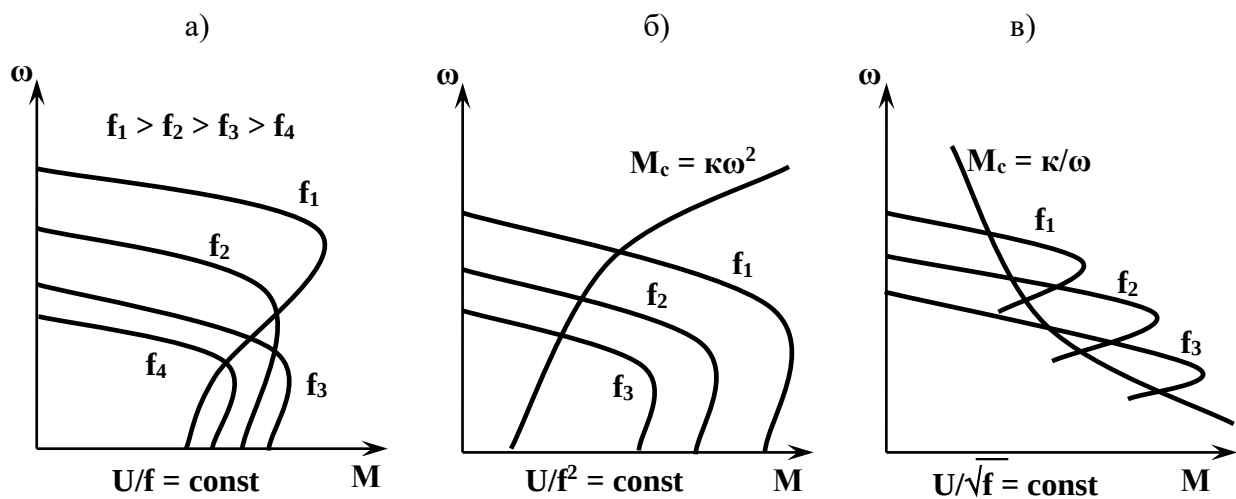


Рис. 8.10. Механічні характеристики розімкнених асинхронних електроприводів зі скалярним керуванням з різним співвідношенням u/f

Закон зміни напруги і частоти, що задовольняє відзначеній вище вимозі, має вигляд:

$$\frac{U_1}{U_{1H}} = \frac{f_1}{f_{1H}} \sqrt{\frac{M_c}{M_{c.H.}}}, \quad (8.11)$$

де $M_{c.H.}$ – момент опору, що відповідає номінальній швидкості.

Для механізмів з вентиляторним навантаженням $M_c = K\omega^2$ співвідношення між напругою і частотою згідно з (8.11) має вигляд $U/f^2 = \text{const}$, якому відповідають механічні характеристики, зображені на рис. 8.10, б.

Якщо регулювання здійснюється з постійною потужністю $P_{don} = P_H$, то $M_c = P_H / \omega = M_{c,n} \omega_n / \omega = M_{c,n} f_{1H} / f$ і згідно з (8.11) маємо

$$U_1 / U_{1H} = \sqrt{f_1 / f_{1H}} \text{ або } U_1 / \sqrt{f_1} = \text{const}. \quad (8.12)$$

Механічні характеристики, що відповідають цьому закону регулювання, наведені на рис. 8.10, в.

При малих частотах і, отже, напругах живлення двигуна зростає роль спаду напруги на активному опорі статора. Якщо знижувати напругу живлення за законом $U_1 / f_1 = \text{const}$, то це призводить до зменшення магнітного потоку і характеристики мають вигляд, показаний на рис. 8.10, а. Тому для підтримки незмінним значення критичного моменту напруга повинна знижуватися меншою мірою, ніж це виходить з (8.11) при $M_c = \text{const}$. Для цього в частотному приводі використовують додатній зворотний зв'язок з IR -компенсацію, при якій співвідношення між напругою і частотою визначається виразом $(U_1 - I_1 R_1) / f_1 = \text{const}$ ($E_1 / f_1 = \text{const}$). При цьому $\psi_1 = \text{const}$.

Перетворювачі частоти, що випускаються, часто передбачають можливість зміни співвідношення між напругою та частотою, з метою забезпечення зазначених трьох законів керування. Спрощена схема приводу, що реалізує розглянуті закони керування, наведена на рис. 8.11. Функціональний перетворювач реалізує необхідне співвідношення між напругою та частотою згідно з (8.11). Перетворювач частоти містить у собі автономний інвертор напруги АІН і систему керування (СК). Задавач інтенсивності (ЗІ) забезпечує заданий темп зміни швидкості в пускогальмівних режимах. Суттєво, що в цьому випадку (повільна зміна напруги живлення) відсутні різкі піки моменту двигуна, що спостерігаються при прямому пуску.

Недоліками розглянутого типу приводу є: низька якість регулювання швидкості як за керуючої, так і за збурюючої дії; відсутність режиму роботи на упор, тобто при надмірних моментах навантаження привід вимикається під дією струмого захисту; важко реалізувати керування потокозчепленням у функції моменту двигуна.

Для реалізації більш складних законів керування використовуються замкнені системи регулювання з різними зворотними зв'язками.

Скалярні закони керування значно спрощуються, якщо здійснювати регулювання струму статора, а не напруги. Амплітуда струму статора визначається моментом (ковзанням) двигуна і не залежить від частоти. Щоб безпосередньо керувати амплітудою струму статора, перетворювач частоти повинен мати властивості джерела струму. Тому на практиці часто використовуються скалярні закони частотно-струмового керування асинхронними двигунами. Залежність струму статора від частоти ковзання визначається прийнятим законом керування: $\Psi_1 = \text{const}$; $\Psi_2 = \text{const}$ або $\Psi_1(\Psi_2) = \text{var}$.

Розглянемо скалярний закон керування с $\Psi_2 = \text{const}$. Для побудови системи регулювання (рис. 8.12) використовується залежність (4.99).

скалярним керуванням напруги статора має значно кращі динамічні показники та статичні характеристики, забезпечує обмеження моменту двигуна на заданому рівні, незалежно від швидкості двигуна.

Основні недоліки скалярного частотно-струмового керування:

- регулюється лише модуль U_1 (або I_1) в функції швидкості ω згідно з прийнятим законом частотного керування (див. п. 8.5) і не контролюється його просторове положення;

- через велику інерційність контуру регулювання втрачається контроль за моментом двигуна в перехідному режимі;

- струм статора формується у функції абсолютного ковзання, що забезпечує незмінність магнітного потоку тільки для статичного режиму роботи;

- струм статора контролюється через постійний випрямлений струм I_d , що є усередненим відображенням системи трьох фазних струмів.

По зазначених причинах скалярне керування використовується, як правило, у загальнопромислових нединамічних приводах (насоси, вентилятори, компресори), що характеризуються плавними процесами пуску й гальмування, відсутністю значних коливань навантаження. Оскільки скалярний принцип керування виявляється значно простішим, то дотепер продовжують використовуватися всіма виробниками частотно-регульованих електроприводів.

8.7. Каскадні схеми регулювання швидкості асинхронного електроприводу

Суттєвим недоліком усіх розглянутих способів регулювання швидкості асинхронного двигуна при $\omega_0 = \text{const}$ є ріст втрат потужності в роторному колі $\Delta P_2 = M \omega_0 S = P_1 S$ пропорційно ковзанню при зниженні швидкості. В електроприводах великої потужності навіть при невеликих діапазонах регулювання швидкості втрати в роторному колі виявляються дуже значними. Крім марної витрати коштів виникає проблема розсіювання цієї потужності, для чого необхідні резистори великих габаритів. Для двигунів з фазним ротором цей недолік усувається застосуванням каскадних схем регулювання швидкості, в яких енергія ковзання або повертається в мережу, або передається на вал двигуна.

За способом використання енергії ковзання існує два принципово різних типи каскадних установок:

- електромеханічний каскад, в якому енергія ковзання перетворюється в механічну і повертається на вал двигуна (рис. 8.13);

- електричний каскад, в якому енергія ковзання перетворюється в електричну і повертається в мережу (рис. 8.14).

Регулювання швидкості асинхронного двигуна в каскадних системах вмикання засновано на введенні в коло ротора додаткової ЕРС $E_{\text{доп}}$, спрямованої зустрічно чи узгоджено з ЕРС ротора асинхронного двигуна E_2 . При цьому в загальному випадку струм у колі ротора визначається рівнянням

$$I_2 = (E_{2H} S \pm E_{\text{доо}}) / R_{2\Sigma}, \quad (8.15)$$

де $R_{2\Sigma}$ – сумарний опір роторного кола; E_{2H} – номінальна ЕРС ротора;
 $S = (\omega - \omega_0) / \omega_0$ – ковзання.

Згідно з (8.15) з урахуванням виразу для ковзання одержимо рівняння для кутової швидкості каскаду

$$\omega_\kappa = \frac{\omega_0 (E_{2H} - I_2 R_{2\Sigma}) \pm E_{\text{доо}}}{E_{2H}}. \quad (8.16)$$

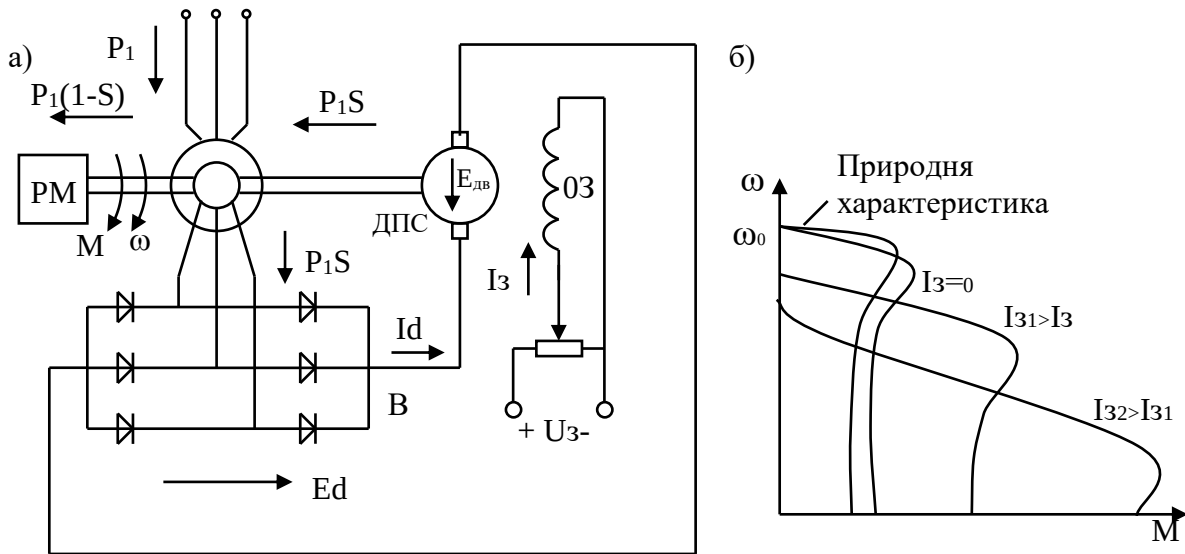


Рис. 8.13. Схема електромеханічного каскаду (а) і механічні характеристики (б)

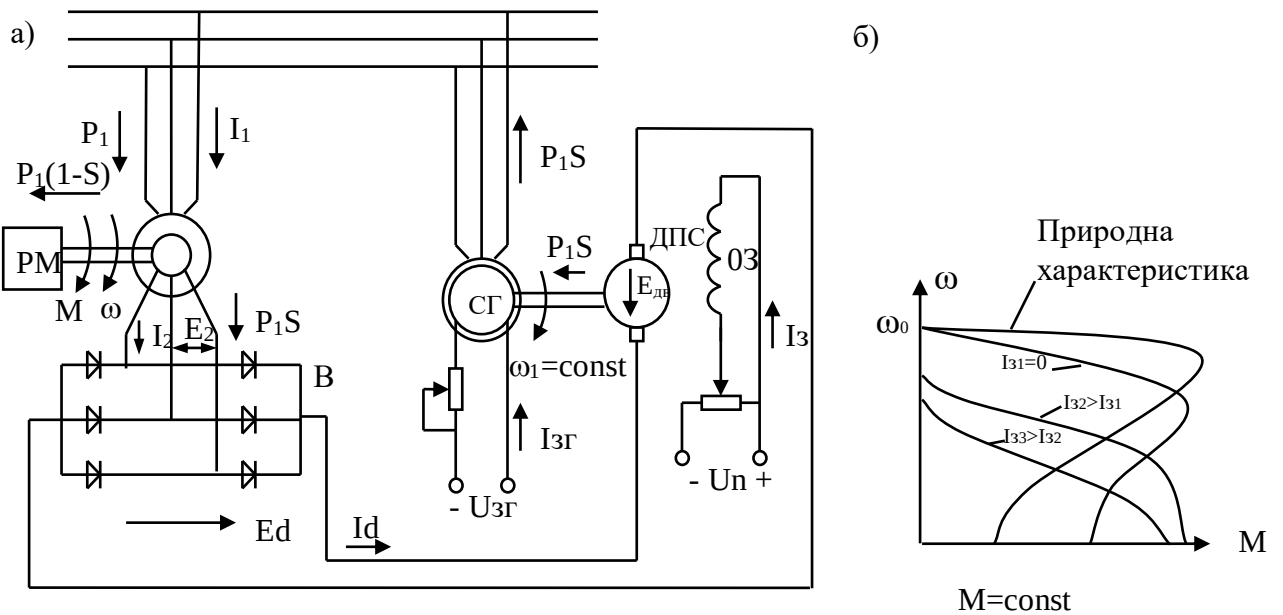


Рис. 8.14. Схема електричного вентильно-машинного каскаду (а) і механічні характеристики (б)

З наведеного рівняння випливає, що при заданому навантаженні на валу двигуна вмикання $E_{\text{доо}}$ дозволяє регулювати кутову швидкість асинхронного двигуна. Якщо $E_{\text{доо}}$ увімкнуті узгоджено, то струм у колі ротора почне зростати, у результаті чого момент двигуна, зумовлений

$$M = C_m \Phi I_2 \cos \phi_2,$$

також буде збільшуватися. Унаслідок цього швидкість двигуна буде збільшуватися, ЕРС ротора $E_{2H} S$ зменшуватися доти, поки її нове значення не відновить колишню величину струму ротора I_2 , що відповідає заданому моменту опору.

При зустрічному вмиканні $E_{\text{доо}}$ спостерігається картина навпаки – струм ротора та швидкість двигуна будуть зменшуватися.

Зміна $E_{\text{доо}}$ досягається регулюванням струму збудження двигуна постійного струму. У режимі ідеального холостого ходу струм у колі ротора дорівнює нулю і згідно з (8.16) швидкість ідеального холостого ходу каскаду

$$\omega_{0,k} = \omega_0 (1 \pm E_{\text{доо}} / E_{2H}) \quad (8.17)$$

змінюється, завдяки чому при регулюванні $E_{\text{доо}}$ отримується сімейство характеристик, практично паралельних одна одній, що мають порівняно високу жорсткістю (близьку до жорсткості природної характеристики).

Розглянемо особливості електромеханічного каскаду (рис. 8.13). У цьому каскаді статор асинхронного двигуна підключений до мережі, а ротор через випрямляч з'єднаний з якорем двигуна постійного струму ДПС, що перетворює енергію ковзання в механічну і повертає її на вал каскаду. Отже, електромагнітний момент, що розвивається каскадом, дорівнює сумі моментів асинхронного двигуна і машини постійного струму $M_k = M_{\text{ад}} + M_{\text{ос}}$. Внаслідок однобічної провідності через наявність випрямляча розглянутий каскад може лише реалізувати однозонне регулювання швидкості (униз від основної).

Електромагнітний момент асинхронного двигуна можна визначити за електромагнітною потужністю роторного кола (потужністю ковзання)

$$M_{\text{ад}} = \frac{P_{2e}}{\omega_0} = \frac{E_{d0} I_d - (m x_k / 2\pi) I_d^2}{\omega_0}, \quad (8.18)$$

де E_{d0} – середнє значення випрямленої напруги при $S=1$ і струму $I_d=0$; $x_k = x_2 + x_1$ – реактивний опір короткого замикання АД, зведений до вторинного кола; $m x_k / 2\pi$ – еквівалентний опір, що враховує зменшення випрямленої напруги через комутацію вентилів, m – кількість пульсацій випрямленої напруги за період напруги мережі.

Електромагнітний момент двигуна постійного струму

$$M_{\partial\delta} = K\Phi_{\partial\delta} I_d. \quad (8.19)$$

Підсумовуючи (8.18) і (8.19), одержимо вираз для електромагнітного моменту каскаду

$$M_k = M_{a\partial} + M_{\partial\delta} = \frac{Id}{\omega_0} \left(Ed_0 - \frac{m\chi_k}{2\pi} Id + K\Phi_{\partial\delta} \omega_0 \right). \quad (8.20)$$

Для подальшого перетворення (8.20) потрібно знайти залежність $I_d = f(S)$. ЕРС двигуна постійного струму

$$E_{\partial\delta} = K\Phi_{\partial\delta} \omega_0 (1 - S). \quad (8.21)$$

При цьому струм у колі ротора без урахування спада напруги на вентилях

$$Id = \frac{Ed_0 S - E_{\partial\delta}}{R_e} = \frac{Ed_0 S - K\Phi_{\partial\delta} \omega_0 (1 - S)}{R_e}, \quad (8.22)$$

де $R_e = 2R_\phi + R_\gamma + m\chi_k/2\pi$ – еквівалентний опір роторного кола; R_ϕ – зведений до кола ротора опір фази АД; R_γ – опір якоря двигуна постійного струму.

Згідно з (8.22) при $I_d = 0$ ковзання, що відповідає швидкості ідеального холостого ходу каскаду:

$$S_{0K} = \frac{K\Phi_{\partial\delta} \omega_0}{Ed_0 + K\Phi_{\partial\delta} \omega_0}. \quad (8.23)$$

Зі спільного рішення двох останніх рівнянь знаходимо

$$Id = \frac{(Ed_0 + K\Phi_{\partial\delta} \omega_0)(S - S_{0K})}{R_e}. \quad (8.24)$$

Підставляючи (8.24) у (8.20), одержимо рівняння механічної характеристики електромеханічного каскаду:

$$M_k = \frac{(Ed_0 + K\Phi_{\partial\delta} \omega_0)^2 (S - S_{0K})}{\omega_0 R_e^2} \left[R_e - \frac{m\chi_k}{2\pi} (S - S_{0K}) \right]. \quad (8.25)$$

Рівняння (8.25) описує нелінійні механічні характеристики електромеханічного каскаду (рис. 8.13, б).

Електромеханічний каскад допускає регулювання швидкості при $P_{\text{дон}} = \text{const}$, а момент допустимий $M_{\text{дон}} = P_{\text{дон}} / \omega$ змінюється зворотно пропорційно швидкості, зростаючи при її зниженні через збільшення моменту двигуна постійного струму.

Максимальний момент, що розвивається двигуном постійного струму при мінімальній швидкості каскаду

$$M_{\text{дв. макс}} = \frac{P_{\text{ад}} S_{\text{max}}}{\omega_{\text{min}}} = \frac{M_{\text{ад.н}} \omega_0}{\omega_{\text{min}}} \cdot \frac{\omega_0 - \omega_{\text{min}}}{\omega_0} = M_{\text{ад.н}} (D - 1), \quad (8.26)$$

де D – діапазон регулювання швидкості.

Вираз (8.26) показує, що необхідний момент двигуна постійного струму в електромеханічному каскаді швидко зростає при збільшенні діапазону регулювання і при $D > 2$ перевищує момент асинхронного двигуна. Тому цей вид каскаду використовують при невеликих діапазонах регулювання швидкості $D \leq 2$.

Розглянемо деякі особливості електричного вентиляно-машинного каскаду рис. 8.14, а. У цьому каскаді двигун постійного струму приводить в обертання синхронний (чи асинхронний) генератор і потужність ковзання (приблизно дорівнює $E_{\text{дв}} I_d$), що регулюється зміною струму збудження двигуна постійного струму, передається в мережу. Тому максимальний момент, що розвивається каскадом, залишається практично постійним і механічні характеристики мають такий вигляд (рис. 8.14, б).

Використовуючи такий же спосіб, як і в попередньому випадку, можна одержати рівняння механічної характеристики електричного вентиляно-машинного каскаду

$$M_K \approx \frac{E_{\text{д0}}^2 R_{\text{e0}}}{\omega_0 R_e^2} (S - S_{\text{ок}}), \quad (8.27)$$

де $R_{\text{e0}} = \frac{m x_k}{2\pi} S_{\text{ок}} + R_{2\Sigma}$, $R_e = \frac{m x_k}{2\pi} S + R_{2\Sigma}$ – еквівалентні опори роторного кола.

Електричному каскаду відповідає регулювання швидкості при $M_{\text{дон}} = \text{const}$. У цьому каскаді необхідна потужність перетворювачів енергії ковзання (випрямляча і електромашинного перетворюючого агрегату) визначається співвідношенням $P_{\text{пр}} = P_{\text{ад.н}} (D - 1) / D$.

Наявність електромашинного перетворюючого агрегату знижує ККД електричного каскаду. Збільшення енергетичних показників електричних каскадів досягається заміною двигуна постійного струму та синхронного генератора керованим статичним інвертором на напівпровідникових ключах. Такий каскад називається асинхронно-вентильним (рис. 8.15).

Для узгодження напруги мережі та випрямленої напруги ротора застосовують узгоджувальний трансформатор. При роботі каскаду кути керування α задаються більше 90° . При таких кутах керований випрямляч КВ

працює в інверторному режимі, перетворюючи постійну напругу в змінну. У коло випрямленого струму вводиться додаткова ЕРС, яка регулюється зміною кута випередження $\beta = 180 - \alpha$. Механічні характеристики як і для машинно-вентильного каскаду визначаються виразом (8.27) і наведені на рис. 8.16. З них видно, що під час зменшення кута β зменшується перевантажувальна здатність каскаду.

ККД вентильного каскаду вище, ніж машинно-вентильного внаслідок малих втрат енергії в інверторі. Однак коефіцієнт потужності каскаду знижується

через додатковий зсув між струмом інвертора і напругою мережі, а також спотворюється форма струму та з'являються вищі гармоніки, що негативно впливають на мережу.

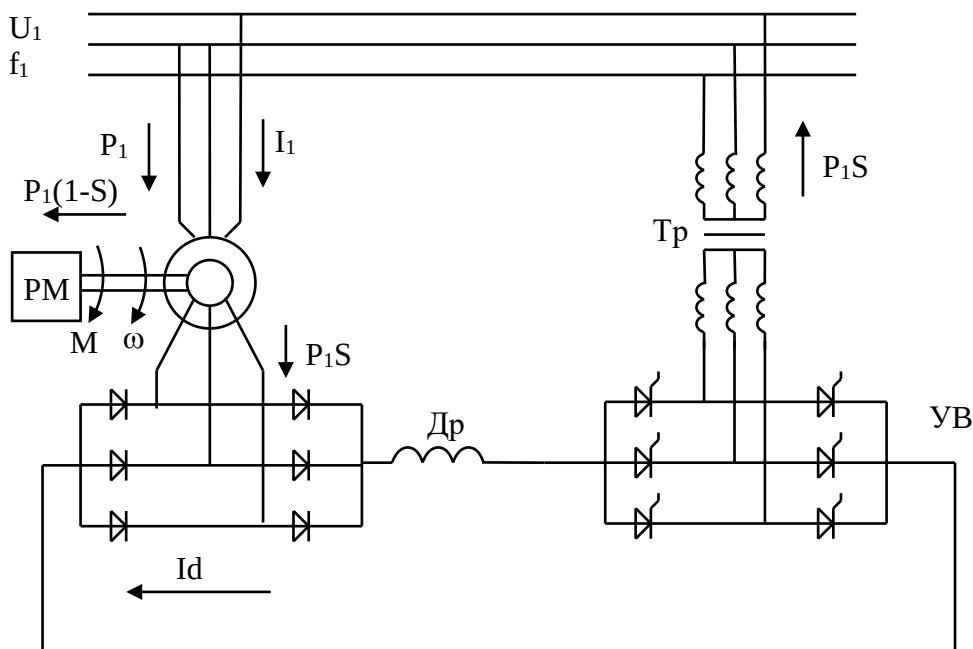


Рис. 8.15. Схема асинхронно-вентильного каскаду

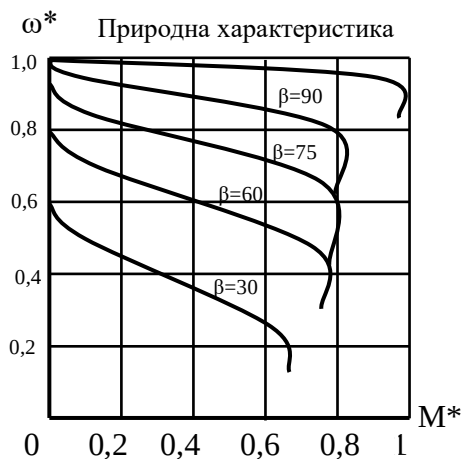


Рис. 8.16. Механічні характеристики асинхронно-вентильного каскаду

Контрольні запитання

1. Назвіть способи регулювання швидкості асинхронних електродвигунів.
2. Поясніть, чому при введенні в коло ротора асинхронного двигуна активного опору змінюється його швидкість?
3. Переваги та недоліки реостатного способу регулювання швидкості АД.
4. Поясніть принцип імпульсного регулювання додаткового опору.
5. Назвіть основні способи регулювання напруги, прикладеної до статора асинхронного двигуна.
6. Поясніть принцип дії тиристорного регулятора напруги (ТРН)
7. В яких випадках досягається економічне регулювання швидкості в системах ТРН-АД?
8. Накресліть схему однієї фази асинхронного двигуна і поясніть як, змінивши з'єднання частин обмотки, досягти зміни числа пар полюсів?
9. Накресліть механічні характеристики двошвидкісного асинхронного двигуна, що працює при сталому моменті. Покажіть, для яких схем з'єднання обмоток статора справедливі ці характеристики.
10. Накресліть механічні характеристики двошвидкісного асинхронного двигуна, що працює при сталій потужності. Покажіть, для яких схем з'єднання обмоток статора справедливі ці характеристики.
11. Переваги та недоліки регулювання швидкості АД зміною кількості пар полюсів.
12. Перерахуйте основні закони частотного керування АД.
13. Зобразіть механічні характеристики АД при різних законах керування.
14. Чим відрізняється скалярне керування від векторного?
15. В яких випадках доцільно використовувати скалярне керування АД, а в яких – векторне?
16. Основні закони зміни напруги та частоти, які забезпечують постійне відношення $M_{кр}/M_c$ при регулювання швидкості.
17. Принцип побудови систем розімкнутого асинхронного електроприводу зі скалярним керуванням на основі АІН з ШІМ.
18. Особливості побудови та структури асинхронного електроприводу зі скалярним частотно-струмовим керуванням.
19. Для чого використовуються каскадні схеми вмикання АД?
20. Чим з енергетичного погляду відрізняється регулювання швидкості АД в каскадних схемах від реостатного в колі ротора?
21. Назвіть типи каскадних установок за використанням енергії ковзання та їх принципові відмінності.
22. Поясніть принцип регулювання швидкості асинхронного двигуна в каскадних установках?
23. Доцільний діапазон регулювання швидкості асинхронного двигуна в каскадних установках.

24. Зобразіть схему асинхронно-вентильного каскаду і поясніть принцип його роботи.

25. Яким чином регулюється величина додаткової ЕРС в асинхронно-вентильному каскаді?

26. Які перспективи використання каскадних установок у промисловості?

В

9. СУЧАСНІ ЧАСТОТНО-РЕГУЛЬОВАНІ АСИНХРОННІ ЕЛЕКТРОПРИВОДИ

9.1. Векторні принципи керування

Векторне керування характеризується формуванням не тільки модуля регулюючих впливів U_1 (або I_1) але і їх аргументів, тобто регулюється просторово положення узагальнених векторів. За рахунок регулювання амплітудних значень змінних і кутів між їх векторами забезпечується повне й однозначне керування АД як у статиці, так і в динаміці. У результаті цього помітно поліпшується якість перехідних процесів у порівнянні зі скалярним керуванням. Саме цей факт і є вирішальним при виборі систем з векторним керуванням.

Регулювання узагальнених векторів змінних реалізується як у полярній, так і в ортогональній координатних системах. У першому випадку регулюється модуль і аргумент, а в другому – проекція узагальненого вектора на ортогональні осі нерухомої або обертової координатних систем.

Інформація про поточні значення й просторове положення векторів змінних АД може бути отримана як прямим їх виміром за допомогою відповідних датчиків, так і побічно на основі математичної моделі. Конфігурація та складність такої моделі визначається технічними вимогами до електроприводу.

При векторнім керуванні АД може живитися як від джерела напруги (АІН), так і від джерела струму (АІС). Варіант частотно-струмового векторного керування є найпоширенішим, тому що при регулюванні струму незалежно від кутової швидкості АД забезпечується й регулювання його моменту. Крім того виключається необхідність компенсації внутрішніх і перехресних нелінійних зворотних зв'язків властивих структурі АД.

Хоча технічна реалізація САК електроприводами з векторним керуванням значно складніше, ніж зі скалярним, тенденція розвитку частотно-регульованих приводів така, що область їх застосування буде розширюватися. Можливість регулювання миттєвих значень потокозчеплень і моменту двигуна дозволяє реалізувати швидкодіючі привода з високою точністю регулювання координат в усталеному та перехідних режимах. Істотна відмінність скалярного й векторного керування полягає в тому, що векторне керування дозволяє контролювати регульовані змінні (їх ортогональні проекції) також у перехідних режимах і тим самим формувати задане значення й положення узагальненого вектора і, отже, бажану якість електромеханічних перехідних процесів. Тому основною областю застосування векторного керування є приводи з напруженими динамічними режимами роботи, що вимагають великого діапазону регулювання швидкості й високої швидкодії з бажаними показниками якості перехідного процесу.

Відмінною ознакою векторного керування є наявність у САК координатних і фазних перетворювачів змінних (п. 4.9), що реалізують: перехід від трифазної машини до узагальненої двофазної; перетворення миттєвих

значень регульованих змінних в узагальнені (просторові) вектора; прямий і зворотний перехід від однієї системи координат (нерухомої або обертової) до іншої.

У загальному випадку система векторного керування асинхронним електроприводом вирішує завдання регулювання та стабілізації моменту і швидкості двигуна. Момент АД формується за рахунок регулювання абсолютних значень векторів потокозчеплень статора ($\bar{\psi}_1$), основного ($\bar{\psi}_0$) і ротора ($\bar{\psi}_2$) і струмів статора ($\bar{I}_1$), а також фазового зсуву між ними. Від того, які вектори обрані в якості базових, залежить принцип побудови, структура та технічна реалізація САК.

Провідні вітчизняні і закордонні фірми випускають частотно-регульовані електроприводи з векторним керуванням різного конструктивного виконання, потужністю до декількох тисяч кіловат і діапазоном регулювання швидкості до 10000 з точністю стабілізації кутової швидкості до 0,01%.

9.2 Частотне керування асинхронними двигунами

Щоб реалізувати частотне керування АД необхідно задавати напругу на статорі як суму напруг у відповідному вузлі схеми заміщення (рис. 8.8), а також спадання напруги в ланцюзі між цим вузлом та входом схеми. При цьому потрібно відповідним чином формувати частоту f_1 .

Підставляючи рівняння потокозчеплень з (4.82)

$$\begin{aligned}\bar{\psi}_1 &= \bar{\psi}_m + L_{1\sigma}\bar{I}_1 = k_2\bar{\psi}_2 + L_{1n}\bar{I}_1; \\ \bar{\psi}_m &= k_2(\bar{\psi}_2 + L_{2\sigma}\bar{I}_1)\end{aligned}\quad (9.1)$$

у рівняння напруг для ланцюга статора

$$\bar{U}_1 = \bar{I}_1 R_1 + \frac{d\bar{\psi}_1}{dt}, \quad (9.2)$$

маємо з урахуванням, що похідні потокозчеплення є напругами у відповідних вузлах схеми заміщення (рис.8.8)

$$\begin{aligned}\bar{E}_1 &= \bar{E}_s + R_1\bar{I}_1 = \bar{E}_m + R_1\bar{I}_1 + L_{1\sigma}\frac{d\bar{I}_1}{dt} = \frac{d\bar{\psi}_m}{dt} + R_1\bar{I}_1 + L_{1\sigma}\frac{d\bar{I}_1}{dt} = \\ &= \frac{d}{dt}(k_2\bar{\psi}_2 + k_2L_{2\sigma}\bar{I}_1) + \bar{R}_1\bar{I}_1 + L_{1\sigma}\frac{d\bar{I}_1}{dt} = k_2\bar{E}_2 + \bar{I}_1 R_1 + L_{1n}\frac{d\bar{I}_1}{dt},\end{aligned}\quad (9.3)$$

де E_s, E_m, E_2 - ЕРС у схемі заміщення рис. 8.8 у вузлах: за опором R_1 ; у контурі намагнічування; перед опором R_2 , $k_2 = L_m/L_2$ - коефіцієнт зв'язку обмоток ротора, L_{1n} - перехідна індуктивність статора.

Напруги є керуючими сигналами, що залежать від частоти f_1 , забезпечуючи

регулювання $\psi_1 = \text{const}$, $\psi_m = \text{const}$ або $\psi_2 = \text{const}$. У сталому режимі роботи

$\frac{d\bar{I}_1}{dt} = j\omega_1 \bar{I}_1$ й вираз (9.3) приймає вид

$$\bar{U}_1 = \bar{E}_s + R_1 \bar{I}_1 = \bar{E}_m + (R_1 + jL_{1\sigma}\omega_1) \bar{I}_1 = k_2 \bar{E}_2 + (R_1 + jL_{1n}\omega_1) \bar{I} \quad (9.4)$$

Керування згідно (9.4) зміною напруги (E_s , E_m , E_2) і частоти ω_1 називається частотним керуванням. У цьому випадку перетворювач частоти (найчастіше АІН) працює в режимі джерела напруги.

Якщо вектор напруги $\bar{U}_1$ формується векторним додаванням напруги керування й сигналу, що вводиться з метою компенсації відповідного спадання напруги, якому відповідають другі й треті складові в (9.3) і (9.4), то таке керування називають векторним частотним керуванням.

При побудові системи керування АД доводиться використовувати напруги й струми трифазної машини як у нерухомій системі координат, так і в обертовій із частотою ω_1 . Тому САК містять перетворювачі координат і фаз.

Узагальнена функціональна схема векторного частотного керування АД наведена на рис. 9.1. У наведеній схемі на вході перетворювача координат і фаз

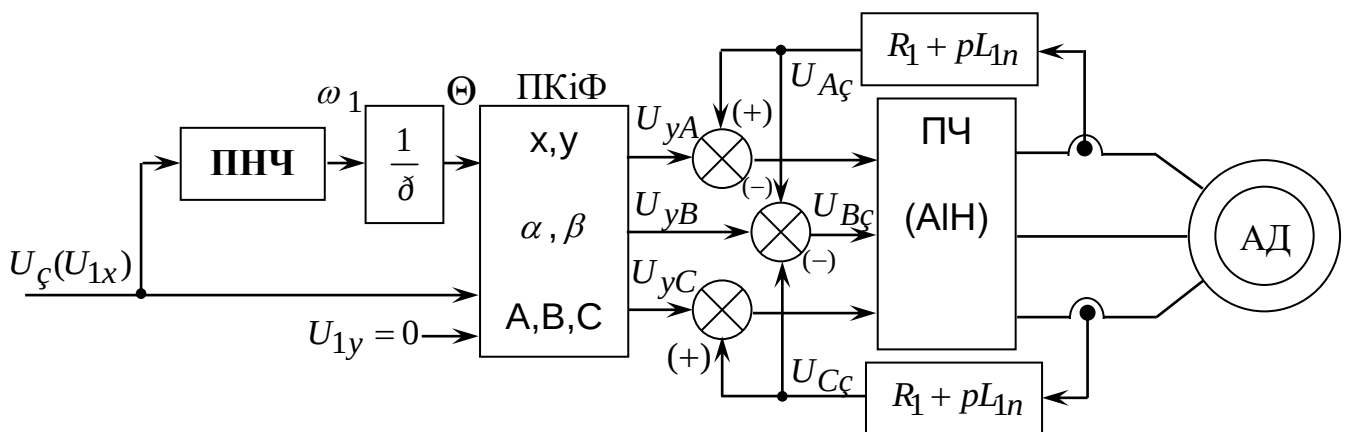


Рис. 9.1. Узагальнена функціональна схема векторного частотного керування АД: ПНЧ - перетворювач напруга-частота; ПКіФ - перетворювач координат і фаз.

ПКіФ формуються три синусоїдальних напруги завдання, зміщених відносно одна одної на кут $2\pi/3$ з амплітудами, пропорційними напрузі завдання $U_с$ й частотою ω_1 . Ці напруги підсумуються із сигналами позитивних компенсаційних зворотних зв'язків по струму відповідно до (9.4). При цьому струм фази В формується згідно виразу $i_B = -(i_A + i_C)$, як сума обмірюваних струмів узятих зі зворотнім знаком. Результуючі сигнали, що U_{Ac}, U_{Bc}, U_{Cc} задають, формують фазні напруги на виході АІН.

При керуванні за $\psi_1 = \text{const}$ складова $L_{1n} = 0$ й залишається тільки твердий зворотний зв'язок по струму (IR - компенсація). Структура мал. 9.1 може входити в замкнуту по швидкості САР як складова частина.

При перетворенні координат сигналом U_ζ можна прийняти як U_{1x} , при цьому $U_{1y} = 0$, або навпаки $U_{1y} = U_\zeta$, а $U_{1x} = 0$. Це змінить тільки початкове положення вектора напруги в початковий момент часу.

Основними труднощами реалізації САК згідно рис. 9.1 є формування сигналів, пропорційних похідним струмів у системах без датчиків швидкості. Тому в розімкнених системах, що не містять датчика швидкості, ці сигнали найчастіше не використовують і приводи виконуються зі скалярним частотним керуванням. У цих системах сигнал завдання формує модуль напруги статора, що є сумою сигналу завдання U_ζ і сигналу позитивного зворотнього зв'язку за струмом. Сигналом за струмом можна впливати також на канал частоти, що дозволяє забезпечити задану швидкість при меншому моменті й напрузі U_1 .

Для формування сигналів позитивного зворотнього зв'язку за струмом може використовуватися модуль струму статора $|\bar{I}_1|$, активна складова струму, струм у ланці постійного струму. При цьому є велика кількість структур з різними видами параметричних зворотних зв'язків.

9.3. Частотно-струмове векторне керування асинхронним двигуном з непрямою орієнтацією по полю

Частіше за все таке керування реалізується регулюванням при $\bar{\psi}_2 = \text{const}$. Оскільки при цьому, згідно рис.8.9, забезпечується також лінійність механічних характеристик, то з усіх методів векторного частотно-струмового керування він одержав найбільше поширення.

Формуючи дійсну складову вектора струму статора $I_{1x} = \text{const}$ (потокоутворююча складова), а уявну (моментоутворююча) I_{1y} і абсолютне ковзання β (частота ω_2 ЕРС ротора) згідно (4.99) за законом

$$\omega_2 = \Delta\omega = \beta = \frac{R'_2 I_{1y}}{L_2 I_{1x}}, \quad \frac{I_{1y}}{I_{1x}} = \frac{L_2 \beta}{R_2} \quad (9.5)$$

одержимо $\bar{\psi}_2 = \psi_{2x} = L_m I_{1x} = \text{const}$ і при цьому керування струмом I_{1y} еквівалентно керуванню моментом двигуна.

Таке керування одержало назву векторного частотно-струмового керування з непрямою орієнтацією (формуванням відповідного ковзання) по полю двигуна (рис. 9.2). У наведеній схемі задаються струмом I_{1y} (вихід регулятора швидкості) і ковзанням $\beta(\omega_2)$ згідно (9.5). При цьому частота вихідної напруги перетворювача $\omega_1 = \omega + \omega_2 = \omega + \beta$ формується як сума сигналів з датчика швидкості та ковзання, що задається, із блоку завдання ковзання (БЗК).

Перетворювачем координат і фаз (ПК і Ф) реалізується, згідно (4.76), перехід від обертової системи координат (x,y) до нерухливої (α, β), а потім, на підставі (4.80), визначаються фазні струми завдання.

Погрішності, зумовлені неточною ідентифікацією параметрів ротора або похибками у вимірі швидкості, можуть зумовлювати неточність регулювання швидкості. З метою компенсації можливих похибок у систему керування можуть вводитися додаткові коригувальні пристрої й регулятори (рис. 9.3)

У схемах рис. 9.3 і 9.4 ортогональні проекції струмів $I_{1x\zeta}$ і $I_{1y\zeta}$ задаються в декартовій системі координат. Існують структури з непрямою орієнтацією по полю, де результуючий вектор струму статора $\bar{I}_1$ задається в полярній системі координат його модулем $|\bar{I}_1|$ і фазовим кутом φ_i (аргументом $\bar{\psi}_2$) між векторами потокозчеплення й струму згідно виразів (з обліком 9.5)

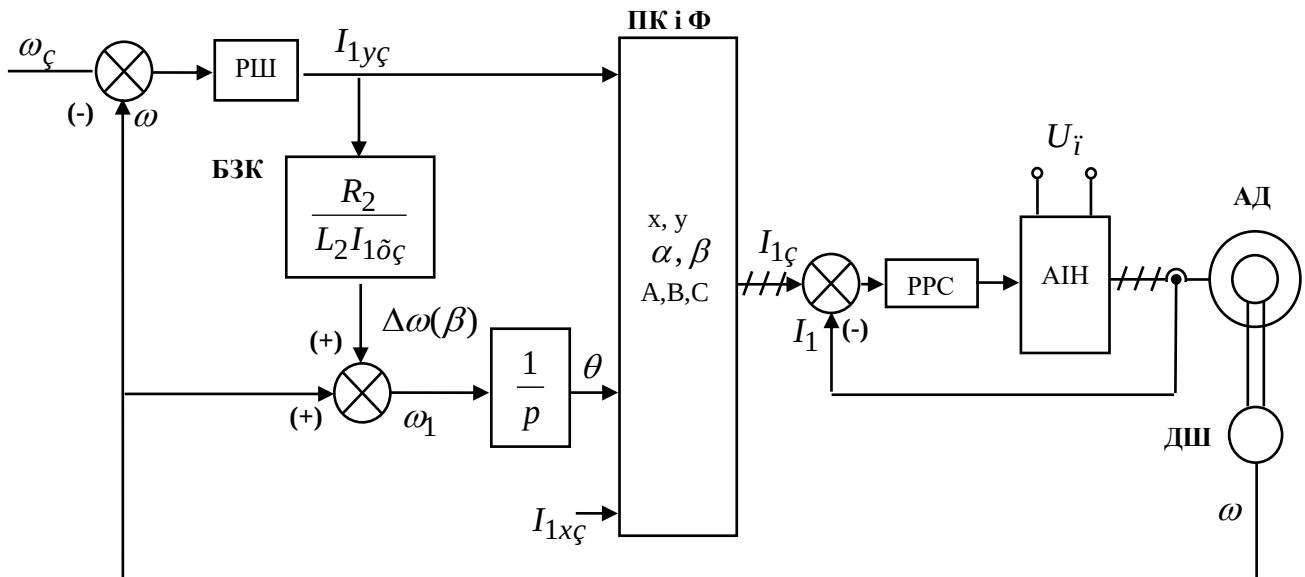


Рис. 9.2. Функціональна схема частотно-струмового векторного керування з непрямою орієнтацією по полю ротора (PPC - релейні регулятори струму).

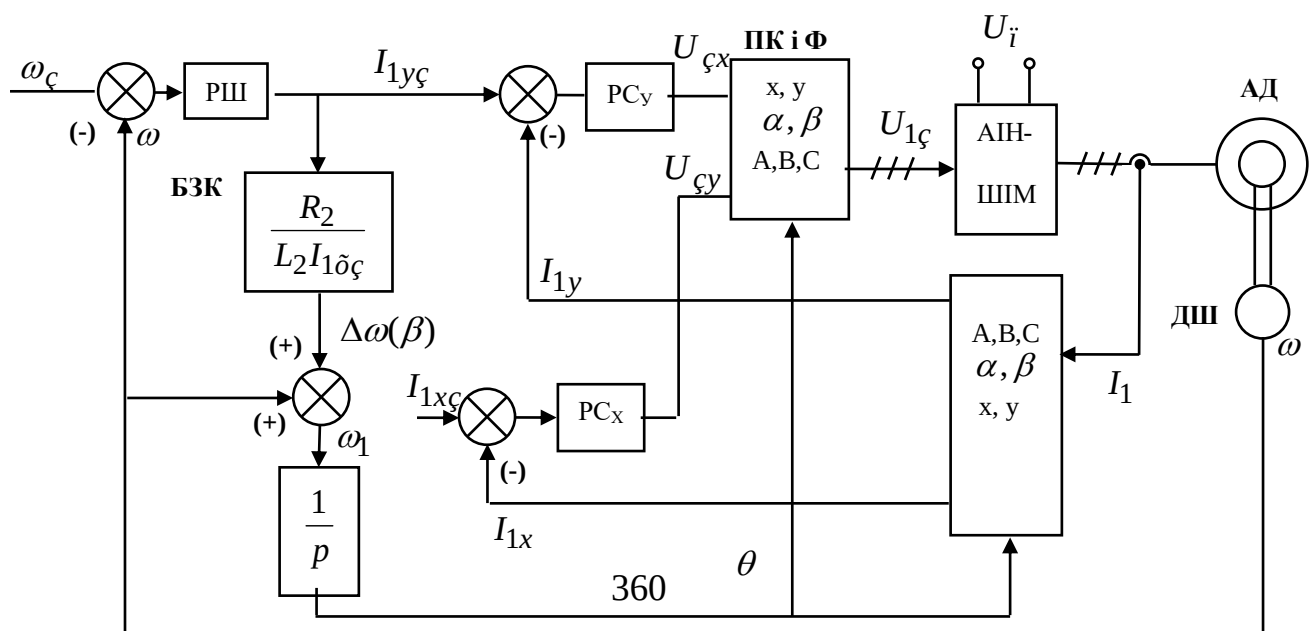
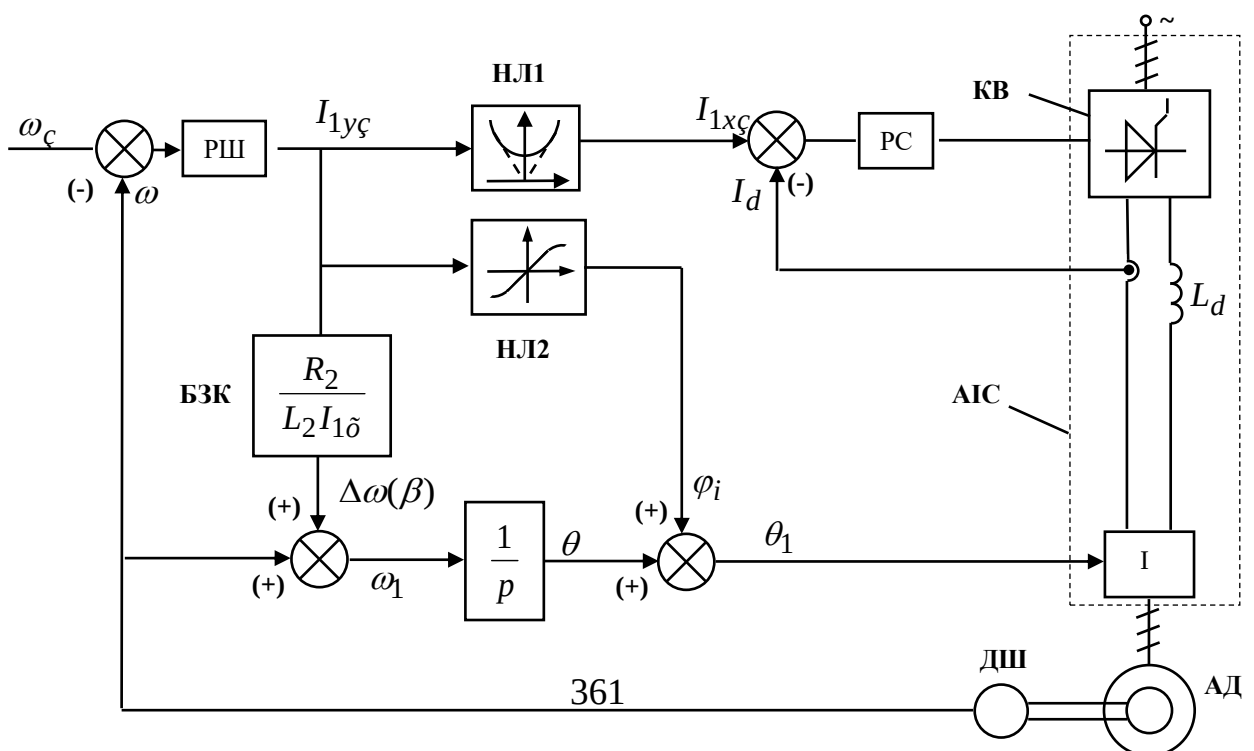


Рис.9.3. Функціональна схема частотно-струмового векторного керування з непрямою

$$\varphi_i = \arctg \frac{I_{1y}}{I_{1x}} = \arctg \frac{\beta L_2}{R_2}. \quad (9.7)$$

Слід нагадати, що в системах скалярного частотно-струмового керування (у відмінності від схеми рис.9.4) ковзання $\beta(\Delta\omega)$ залежить від швидкості двигуна, що є принциповою відмінністю векторного керування від скалярного частотно-струмового. Причому в системах скалярного керування струм може задаватися модулем $|\bar{I}_1|$ або в декартових координатах складовими I_{1x} й I_{1y} . Однак просторове положення вектора $\bar{I}_1$ не контролюється.



9.4. Частотно-струмові системи асинхронного електроприводу з векторним керуванням з прямою орієнтацією по полю

На відміну від електроприводів постійного струму, в асинхронному електроприводі керуючі впливи (напруга або струм статора) та змінні стану (потокосцеплення статора і ротора, струм ротора) являють собою гармонійні функції часу навіть в усталених режимах. Регулювання цих змінних за середнім значенням, як при використанні розглянутих вище найпростіших законів скалярного керування, не дозволяє одержати динамічні та статичні характеристики високої якості. Тому, при наявності більш жорстких вимог до електроприводу, використовується векторне представлення регульованих змінних. При цьому результуючий просторовий вектор, зумовлений модулем і аргументом, характеризує сумарний вплив усіх трьох фаз машини на її стан у даний момент часу.

У системах векторного керування використовуються результуючі вектори (як правило, струму статора та потокосцеплення ротора), які потім перетворюються в обертову систему координат і тому в усталених режимах є постійними величинами.

Далі здійснюється компенсація перехресних зв'язків (тільки при живленні від АІН із властивостями джерела напруги) і синтезуються регулятори у відповідності, наприклад, із принципами підпорядкованого регулювання. Регулятори в обертовій системі координат працюють з постійними вхідними сигналами, а їх вихідні сигнали за допомогою перетворювачів координат і фаз перетворюються до нерухомої системи координат у вигляді гармонійних сигналів, за допомогою яких відбувається керування перетворювачем частоти.

Оптимальне взаємне розташування векторів струму статора та потокосцеплення ротора досягається в синхронно-обертовій системі координат (x, y) , вісь x якої орієнтована за вектором потокосцеплення ротора. При цьому відсутня складова струму ротора за поздовжньою віссю, що еквівалентно відсутності поздовжньої реакції якоря в машинах постійного струму. Потокосцеплення ротора визначається лише однією складовою I_{1x} струму статора, що дозволяє незалежно регулювати потік і момент двигуна.

Найбільш відповідальною операцією векторного керування є вимір положення та величини потокосцеплення ротора. Існує кілька способів розв'язання цієї задачі. Один з них реалізується за допомогою датчиків Холла (ДХ), встановлених на статорі. Один із датчиків збігається з магнітною віссю

фази А, а другий зміщується в просторі на кут $\pi/2$. При цьому вихідні сигнали ДХ будуть пропорційні косинусу та синусу кута повороту основного потокозчеплення ψ_0 , тобто ДХ вимірюють проекції вектора $\bar{\psi}_0$ на нерухому систему координат:

$$\psi_{0\alpha} = \psi_0 \cos \varphi; \psi_{0\beta} = \psi_0 \sin \varphi. \quad (9.8)$$

На основі цих сигналів і складових струму статора в нерухомій системі координат $i_{1\alpha}$ та $i_{1\beta}$ обчислюють (за 4.83) складові вектора потокозчеплення ротора:

$$\left. \begin{aligned} \psi_{2\alpha} &= \psi_{0\alpha} / K_2 - L_{2\sigma} i_{1\alpha}; \\ \psi_{2\beta} &= \psi_{0\beta} / K_2 - L_{2\sigma} i_{1\beta}, \end{aligned} \right\} \quad (9.9)$$

де $K_2 = L_m / L_2$ – коефіцієнт зв'язку обмоток ротора.

На основі (9.8) формується модуль вектора потокозчеплення

$$\psi_2 = \sqrt{\psi_{2\alpha}^2 + \psi_{2\beta}^2}, \quad (9.10)$$

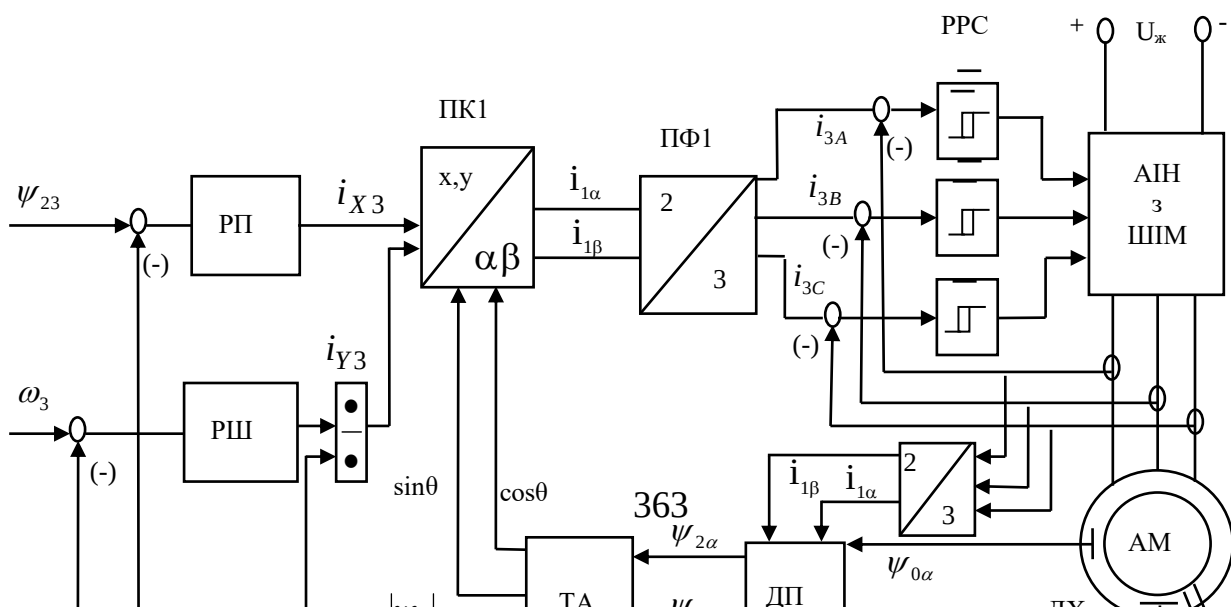
а за допомогою залежностей

$$\cos \theta = \psi_{2\alpha} / \psi_2 \text{ і } \sin \theta = \psi_{2\beta} / \psi_2 \quad (9.11)$$

визначається положення вектора потокозчеплення ротора у просторі, де θ – кут, утворений між нерухомою віссю α (вісь обмотки фази А) і вектором $\bar{\psi}_2$.

Основним недоліком розглянутого способу виміру величини й орієнтації вектора $\bar{\psi}_2$ є наявність зубцевих пульсацій у вихідних сигналах датчиків Холла, що ускладнює керування двигуном при частотах $f_1 \leq 2...3$ Гц.

Функціональна схема векторного частотно-струмового керування асинхронним електроприводом з використанням ДХ наведена на рис. 9.5. У розглянутій схемі перетворення згідно (9.9)-(9.11) виконується за допомогою датчика потоку (ДП), на вхід якого надходять сигнали від ДХ, розташованих у взаємно перпендикулярних осях. На виході тригонометричного аналізатора (ТА) формується



сигнал, пропорційний модулю вектора потокозчеплення ψ_2 , і два сигнали, що згідно з (9.11) визначають напрям вектора потокозчеплення. У перетворювачі координат ПК1 реалізується перехід від обертової системи координат x, y в нерухому α, β за допомогою (4.76). Потім за допомогою перетворювача фаз ПФ1 реалізується згідно з (4.80) двофазно-трифазне перетворення змінних.

На вході релейних регуляторів струму РРС порівнюються задане та дійсне значення фазних струмів. При достатньому запасі за вхідною напругою інвертор з високою точністю відпрацьовує задане значення струму. Тому АІН з ШІМ, керований за допомогою РРС, здобуває властивості джерела струму. Це значно спрощує синтез регуляторів, тому що при цьому немає необхідності враховувати перехресні та внутрішні зв'язки в структурній схемі асинхронного двигуна (рис. 4.31).

З метою підтримки сталості моменту при зміні модуля $|\bar{\psi}_2|$ використовується блок розподілу сигналу з виходу регулятора швидкості на $\bar{\psi}_2$.

Перевагою безпосереднього виміру потокозчеплення ротора за допомогою ДХ або спеціальних вимірювальних обмоток, укладених на статорі, є їх інваріантність до змін температури асинхронного двигуна при його роботі. Недоліком цих способів є обмеження за діапазоном вихідних частот через наявність у вихідному сигналі пульсацій напруги, зумовлених пазами статора.

На практиці для усунення цього недоліку обчислення вектора потокозчеплення ротора виконується за допомогою математичної моделі, що реалізується на основі рівнянь (4.65-4.68):

– напруга ротора в системі координат, що обертається

$$O = \bar{I}'_2 R'_2 + (p + j\omega_2 S) \bar{\psi}_2; \quad (9.12)$$

– потокозчеплення ротора

$$\bar{\psi}_2 = L_2 \bar{I}'_2 + L_m \bar{I}_1. \quad (9.13)$$

Зі спільного розв'язання цих рівнянь маємо

$$O = \frac{\bar{\psi}_2}{T_2} - K_2 R'_2 \bar{I}_1 + j\omega_2 \bar{\psi}_2 + p\bar{\psi}_2, \quad (9.14)$$

де $T_2 = L_2/R'_2$ – стала часу кола ротора; $K_2 = L_m/L_2$ – коефіцієнт зв'язку обмотки ротора; $\omega_2 = \omega_1 S = \omega_0 S$ – частота струму ротора; ω_1 – кутова частота напруги живлення (кутова швидкість координатних осей), що дорівнює швидкості ідеального холостого ходу ω_0 узагальненої двополусної машини; p – оператор диференціювання.

Розкладаючи (9.14) на дійсну та уявну складові, одержимо з урахуванням $\psi_{2y} = 0$:

$$\begin{aligned} \psi_{2x}(1 + pT_2) &= L_m i_{1x}; \\ \psi_{2x}\omega_2 &= i_{1y}R'_2K_2 \text{ або } \psi_{2x}(\omega_1 - z_n\omega) = i_{1y}R'_2K_2. \end{aligned} \quad (9.15)$$

При цьому момент двигуна визначається таким чином

$$M = \frac{3}{2} z_n K_2 \psi_{2x} i_{1y}. \quad (9.16)$$

Аналіз наведених виразів показує, що для обчислення потокозчеплення та моменту двигуна необхідний лише контроль проекції струму статора i_{1x} на напрямок вектора потокозчеплення ротора (потокотвірна складова) і ортогональної їй складової i_{1y} (моментотвірна складова).

Розглянутий спосіб вимірювання потокозчеплення ротора має такі особливості:

- зміна опору статора та втрати в ньому не впливають на точність виміру ψ_2 або складової струму i_{1x} ;
- єдиним параметром асинхронного двигуна, що суттєво впливає на точність обчислення ψ_2 , є стала часу T_2 у першому рівнянні (9.15), що з нагріванням двигуна може змінитися в 1,5 рази;
- при насиченні магнітного кола змінюється також індуктивність обмоток ротора L_2 .

Наведені вирази (9.15) та (9.16) показують також, що в обертовій системі координат, зорієнтованій за потокозчепленням ротора, можна реалізувати незалежне керування потокозчепленням ротора та моментом двигуна.

Розрізняють два типи систем. У першій, безпосередньо вимірюють або обчислюють потокозчеплення ротора ψ_2 , а потім за допомогою (9.15) обчислюють проекції струму статора I_x та I_y . У системах іншого типу безпосередня інформація про вектор потокозчеплення ротора відсутня, а складові струму статора визначаються непрямо на основі їх залежності від ковзання та ψ_2 . Завдання на частоту та кутове положення координатних осей визначається відповідно до структурної схеми рис. 4.33. Такі системи

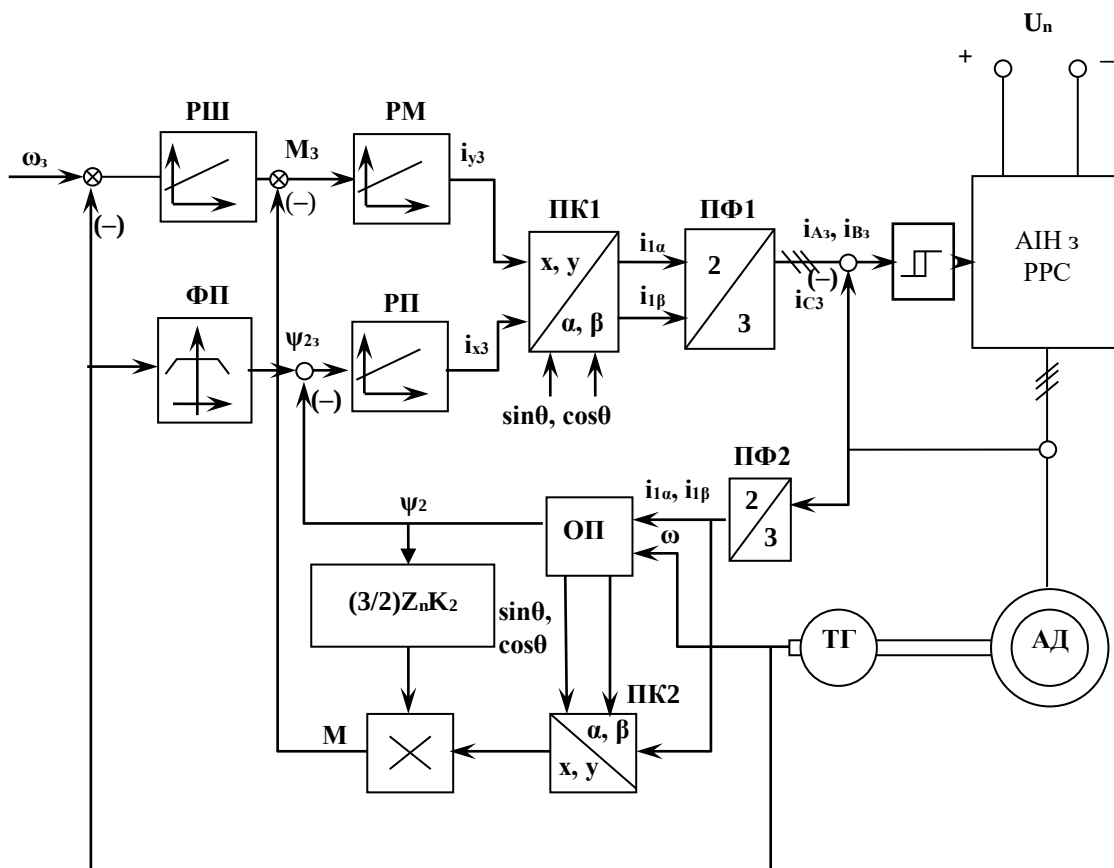
На рис. 9.6 наведена схема векторного частотно-струмового керування асинхронним двигуном з обчислювачем потокозчеплення (ОП) ротора. Обчислювач працює у відповідності до наступних рівнянь, які отримують з (4.81) і (4.82) для нерухомої системи координат в усталеному режимі:

$$O = \psi_{2\beta} / T_2 - K_2 R \psi_{1\beta} - Z_n \omega \psi_{2\alpha};$$

$$\psi_2 = \sqrt{\psi_{2\alpha}^2 + \psi_{2\beta}^2};$$

$$\sin\theta = \psi_{2\beta}/\psi_2; \cos\theta = \psi_{2\alpha}/\psi_2.$$

(9.17)



366

Інформація про потокозчеплення $\bar{\psi}_2$ може бути отримана також обчисленням потокозчеплення $\bar{\psi}_1$ по вимірюваних напругах і струмах фаз статора й подальшим визначенням $\bar{\psi}_2$ згідно з виразом

$$\bar{\psi}_2 = (\bar{\psi}_1 - L_{1n}\bar{I}_1)/k_2, \quad (9.18)$$

де $k_2 = L_m / L_2$; $L_{1n} = L_{1\sigma} + k_2 L_{2\sigma} = L_1 - L_m^2 / L_2$.

Тоді в осях x, y маємо

$$\left. \begin{aligned} \psi_{2x} &= \left[\int_0^t (U_{1x} - I_{1x} R_1) dt - L_{1n} I_{1x} \right] / k_2 \\ \psi_{2y} &= \left[\int_0^t (U_{1y} - I_{1y} R_1) dt - L_{1n} I_{1y} \right] / k_2 \end{aligned} \right\} \quad (9.19)$$

Це менш точний метод, але він використовується на практиці, тому що для його реалізації необхідні тільки датчики струмів і напруг фаз.

Знайдені гармонійні функції $\sin \theta$ та $\cos \theta$ використовують для перетворення струму статора в обертову систему координат. Це реалізується за допомогою перетворювача координат ПК2, що працює згідно з виразами, знайденими за допомогою (4.75) і (4.79):

$$\left. \begin{aligned} i_{1x} &= i_A \cos \theta + (i_A + 2i_B) \sin \theta / \sqrt{3}; \\ i_{1y} &= (i_A + 2i_B) \cos \theta / \sqrt{3} - i_A \sin \theta. \end{aligned} \right\} \quad (9.20)$$

На виході регулятора швидкості РШ формується сигнал завдання моменту M_z . Сигнал зворотного зв'язку за моментом обчислюється згідно з 9.16. Вихідні сигнали регулятора моменту РМ і регулятора потоку РП є сигналами завдання складових струму статора i_{1x} та i_{1y} .

Слід додати, що частотно-струмове керування забезпечує значне спрощення математичної моделі й структурних схем асинхронного двигуна.

9.5. Векторне керування асинхронним електроприводом на базі АІН з ШІМ із властивостями джерела напруги

Основою для побудови таких систем служать отримані раніше рівняння (4.98) та (4.99):

$$\left. \begin{aligned} U_{1x} &= i_{1x} R_1' (1 + pT_1') - i_{1y} L_{1n} \omega_1 - (K_2 / T_2) \psi_{2x}; \\ U_{1y} &= i_{1y} R_1' (1 + pT_1') + i_{1x} L_{1n} \omega_1 + K_2 z_n \omega \psi_{2x}; \end{aligned} \right\} \quad (9.21)$$

$$\begin{cases} \psi_{2x}(1 + pT_2) = L_m i_{1x}; \\ \psi_{2x}(\omega_1 - z_n \omega) = i_{1y} R'_2 K_2; \\ \omega_1 = z_n \omega + i_{1y} R'_2 K_2 / \psi_{2x}; \end{cases} \quad (9.22)$$

$$M = \frac{3}{2} z_n K_2 \psi_{2x} i_{1y}, \quad (9.23)$$

де $T'_1 = L_{1n}/R'_1$; $R'_1 = R_1 + K_2^2 R'_2$; $L_{1n} = L_1 - L_m^2/L_2$ – перехідна індуктивність статора; $K_2 = L_m/L_2$ – коефіцієнт зв'язку обмоток ротора; $T_2 = L_2/R'_2$ – стала часу кола ротора; $\omega_1 = 2\pi f_1$ – кутова швидкість координатних осей (кутова частота напруги статора); Z_n – кількість пар полюсів; $\omega_1 - z_n \omega = \omega_2$ – частота струму ротора.

З аналізу наведених рівнянь випливає, що якщо координатна система орієнтована за потокозчепленням ротора, то є можливість окремого регулювання потоку, відповідно до першого рівняння (9.22) і моменту двигуна згідно з (9.23).

На рис. 9.7 зображена функціональна схема векторного керування асинхронним електроприводом на базі АІН з ШІМ. У даній схемі відсутня безпосередня інформація про вектор потокозчеплення ротора, тобто ця система здійснює керування за ковзанням. Система виконана за принципом підпорядкованого регулювання, за допомогою якого здійснюється роздільне керування та підтримка на заданому рівні потокозчеплення ротора та кутової швидкості двигуна. Внутрішнім контуром регулятора потоку є контур регулювання складової струму i_{1x} з регулятором струму РС_x.

Внутрішнім контуром регулятора швидкості є контур регулювання моментоутворюючої складової струму статора i_{1y} з регулятором струму РС_y. При синтезі регуляторів реалізована компенсація основних перехресних нелінійних зв'язків, зображених другими доданками в рівнянні (9.21), шляхом подачі на входи суматорів ПК1 зазначених сигналів. При необхідності, можуть бути скомпенсовані зворотні зв'язки по Ψ_{2x} .

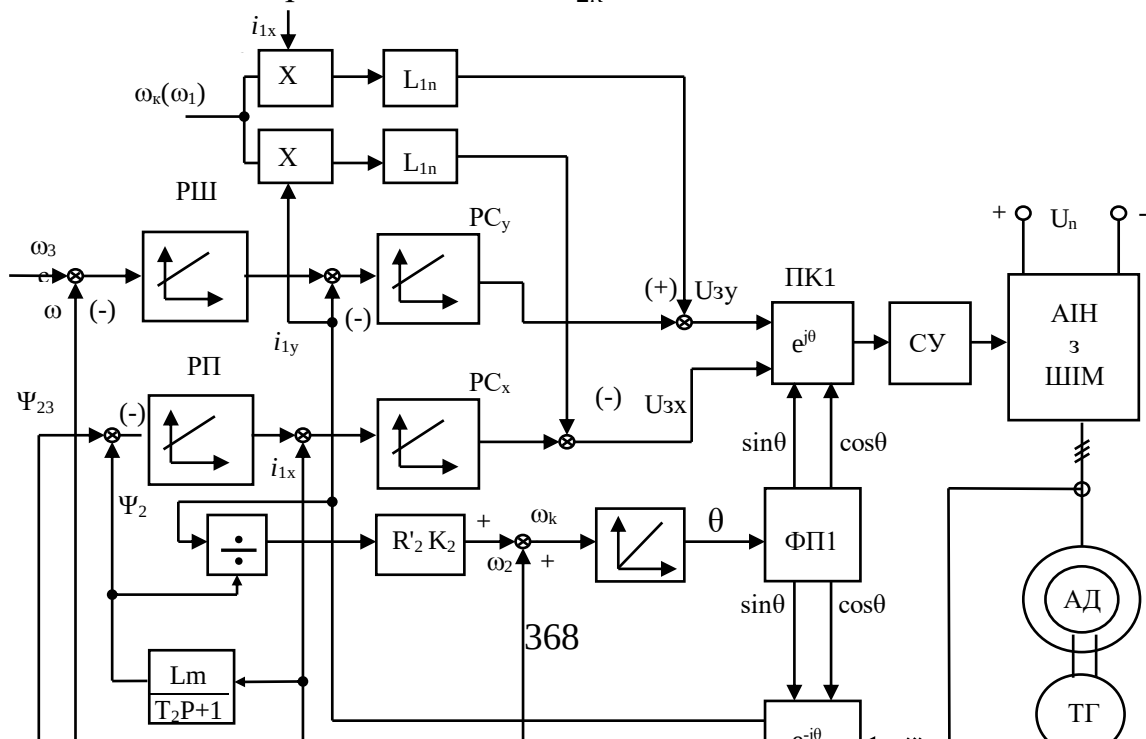


Рис. 9.7. Функціональна схема векторного керування асинхронним електроприводом на базі АІН з ШІМ

Оскільки всі регулятори синтезовані в обертовій системі координат, то у систему введені перетворювачі координат, один з яких ПК2 перетворює виміряні сигнали фазних струмів статора з нерухомої системи координат в обертovu, а інший ПК1 – керуючі сигнали U_{zy} , U_{zx} з обертової координатної системи в нерухому.

Потокозчеплення ротора ψ_2 обчислюють за складовою струму i_{1x} відповідно до першого рівняння (9.22). Кутова швидкість координатної системи ω_k (завдання на частоту напруги) формується на основі сигналів i_{1y} , ψ_2 згідно з третім рівнянням (9.22). Після інтегрування ω_k отримують поточне значення координатного кута θ між вектором потокозчеплення ротора і віссю магнітної системи фази А, який використовується у формулах прямого і зворотного перетворення координат.

В електроприводі передбачена можливість двозонного регулювання швидкості вище номінальної з ослабленим потоком, що забезпечується за допомогою функціонального перетворювача ФП2. Сутність двозонного регулювання з ослабленням потоку полягає в тому, що при швидкості вище номінальної частота напруги збільшується, а величина напруги залишається незмінною. У результаті зменшується магнітний потік $\Phi \approx U_1 / \omega_1$.

Інформація про потокозчеплення ротора ψ_2 може бути реалізована за допомогою обчислювача, математична модель якого наведена на рис. 9.8.

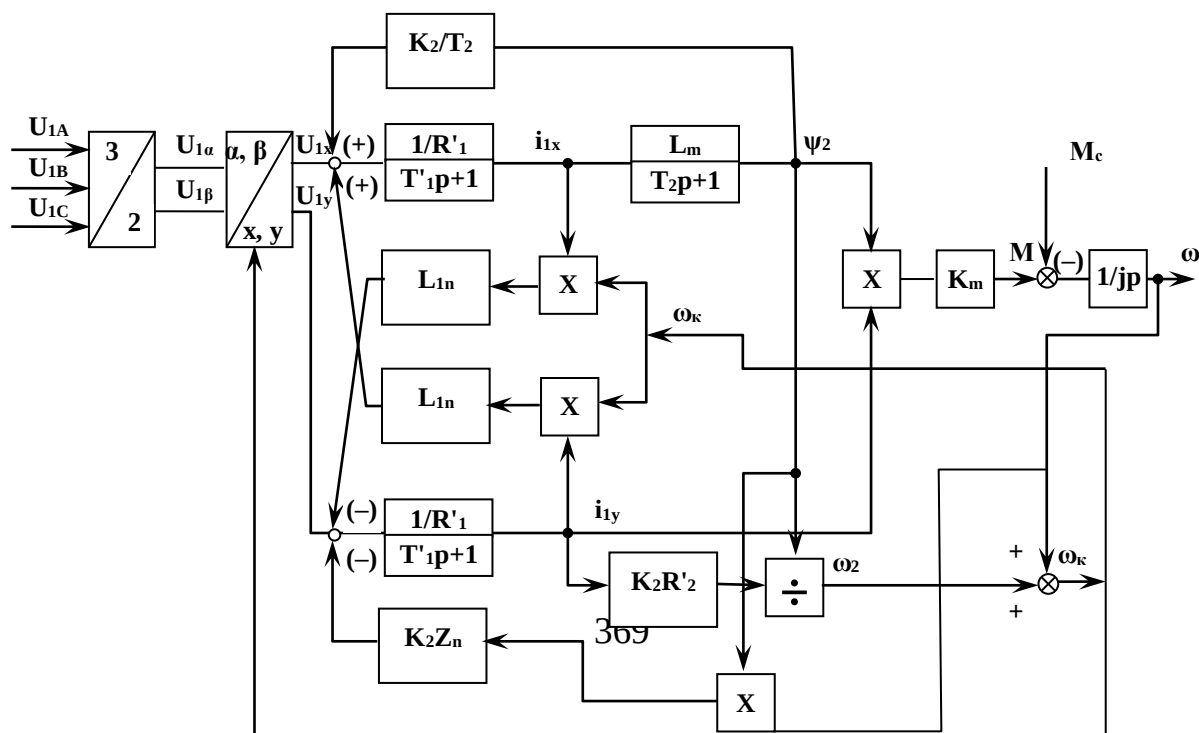


Рис. 9.8. Математична модель асинхронного двигуна в системі обертових координат, зорієнтованої за потокозчепленням ротора

Таким чином, високі динамічні показники частотно-регульованих асинхронних приводів досягаються за умови регулювання потокозчеплення ротора. При цьому момент двигуна визначається тільки поперечною складовою струму статора i_{1y} , а основна гармоніка магнітного потоку – тільки поздовжньою складовою струму статора i_{1x} . При цьому динамічні властивості частотно-регульованого асинхронного електропривода з САК, орієнтованою за вектором потокозчеплення ротора $\bar{\psi}_2$, подібні динамічним характеристикам скомпенсованого двигуна постійного струму з незалежним збудженням.

9.6. Пряме керування моментом асинхронного двигуна

Розглянуті раніше схеми векторного керування АД забезпечують високу точність регулювання та гарні динамічні показники. Однак вони мають ряд особливостей. Точне налаштування регуляторів струму вимагає знання параметрів двигуна, які змінюються в широких межах у процесі роботи, що порушує налаштування регуляторів. Наявність внутрішніх контурів струму зі складною динамікою знижує швидкодію зовнішніх контурів. Крім того, потрібне використання перетворювачів координат і фаз, вузлів ШІМ, що робить систему досить складною. Не дивлячись на це, такі системи випускається низкою виробників і є типовим рішенням.

Принципово новий спосіб прямого векторного керування моментом АД з інвертором напруги полягає в тому, що стан інвертора вибирається таким, щоб зменшити похибку регульованої величини. Причому вибір стану ключів інвертора залежить тільки від знака похибки, але не від її абсолютного значення. Для керування АД використовується дві регульовані величини: потокозчеплення статора $\overline{\Psi}_1$, яке підтримується на постійному заданому рівні $\Psi_{1\zeta}$ та момент двигуна, який встановлюється рівним заданому значенню M_3 .

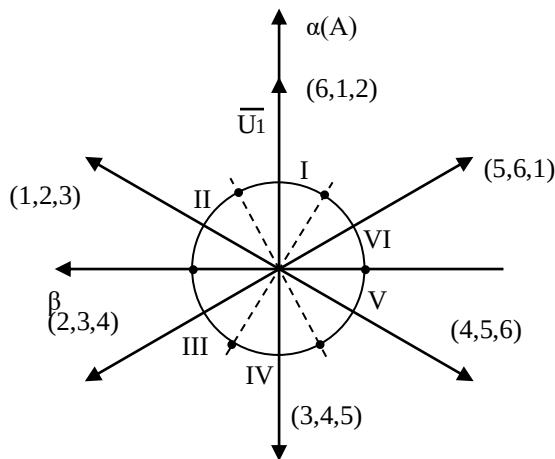


Рис. 9.9. Просторові вектори напруги на виході АІН з амплітудним регулюванням вихідної напруги

Обраний

стан інвертора залежить від знаків похибок $\Delta M = M_\zeta - M$ і $\Delta \Psi = \Psi_{1\zeta} - \Psi_1$. Обраний стан ключів інвертора (обраний вектор $\overline{U}_1$) утримується протягом періоду дискретності системи. Після чого зберігається колишнім або замінюється іншим якщо хоча б одна з похибок змінила знак.

Обрані стани ключів інвертора залежать від положення вектора $\overline{\Psi}_1$. Для цього весь простір станів інвертора розділено на шість секторів по 60° кожний (рис. 9.9). Середина першого сектору спрямована по осі α нерухомої системи координат (вісь магнітної системи фази A).

Згідно (4.81) (вважаючи $R_1=0$) одержуємо збільшення складових вектора $\overline{\Psi}_1$ за час комутації T_k .

$$\Delta \Psi_{1\alpha} = u_{1\alpha} T_k; \Delta \Psi_{1\beta} = u_{1\beta} T_k.$$

Оскільки модуль вектора $\overline{\Psi}_1$ визначається як $\Psi_1 = \sqrt{\Psi_{1\alpha}^2 + \Psi_{1\beta}^2}$, то для приросту модуля одержимо

$$\Delta \Psi_1 = (u_{1\alpha} \cos \theta_1 + u_{1\beta} \sin \theta_1) T_k = u_{1x} \cos \beta_1 T_k, \quad (9.24)$$

де u_{1x} - проекція вектора напруги на напрямок вектора $\overline{\Psi}_1$; θ_1 - кут між віссю α й $\overline{\Psi}_1$; β_1 - кут між векторами $\overline{U}_1$ й $\overline{\Psi}_1$.

Для кожного із шести секторів просторового положення вектора $\overline{\Psi_1}$ встановлені стани ключів інвертора у функції комбінацій знаків помилок регулювання ε_M и ε_Ψ . Якщо вектор $\overline{\Psi_1}$ перебуває в першому секторі, то можливі комбінації відкритого стану ключів інвертора в позначеннях рис. 9.9 наведені в табл. 9.1. Аналогічні таблиці вибору стану ключів інвертора є для інших секторів положення $\overline{\Psi_1}$.

Знак похибки моменту ε_M	Знак похибки потоку ε_Ψ	Відкритий стан ключів інвертора
1	1	1,2,3
1	-1	2,3,4
-1	1	5,6,1
-1	-1	4,5,6

[illegible]

372

Дослідження електроприводів із прямим векторним керуванням (рис.9.10) показує, що система має високу швидкодію, потокозчеплення Ψ_1 в динаміці практично не змінюється, зменшення моменту відбувається практично без запізнення. Лише при збільшенні завдання на момент двигуна відбувається незначне запізнення, викликане обмеженням запасом по напрузі в колі постійного струму.

Електроприводи із прямим векторним керуванням дозволяють реалізувати двозонне регулювання швидкості. На практиці використовуються найпростіший алгоритм: при $\omega_1 < \omega_{1\hat{m}}$ маємо $\psi_{1c} = \psi_{1f}$, а при $\omega_1 > \omega_{1f}$, $\psi_{1c} = \psi_{1f} \omega_{1f} / \omega_1$. Для чого в схемі рис.9.10 використовується блок завдання потоку (БЗП).

Важливе питання при застосуванні прямого векторного керування моментом є забезпечення пуску АД із допустимими струмами. Для чого попередньо реалізується збудження двигуна постійним струмом. Для цього вибирається одне зі станів інвертора, при якому струм статора збігається з віссю α . Як тільки $\Psi_1 = \Psi_{1s}$ включається пряме векторне керування двигуном.

При регулюванні Ψ_1 швидкі зміни Ψ_2 демпфуються великою сталою часу ротора $T_2 = L_2/R_2$ та вихровими струмами. Тому вектор $\bar{\Psi}_2$ має постійну амплітуду і обертається зі сталою кутовою швидкістю, описуючи практично ідеальну окружність. При цьому вектор $\bar{\Psi}_1$ при регулюванні потоку коливається навколо $\bar{\Psi}_2$, тобто регулювання відбувається при незмінному потокозчепленні ротора, зміною $\bar{\Psi}_1$ та кута між векторами.

9.7. Технічна реалізація перетворювачів частоти

Для живлення декількох асинхронних двигунів, що працюють в однакових умовах (довгі конвеєрні лінії), використовують електромашинний перетворювач частоти, схема якого наведена на рис. 9.11.

Перетворювач частоти складається з двигуна постійного струму М, швидкість якого регулюється зміною напруги, що підводиться до якоря, за допомогою керованого випрямляча. Двигун постійного струму приводить у рух синхронний генератор, частота вихідної напруги якого залежить від кутової швидкості, а величина напруги – від струму збудження. Змінюючи кутову швидкість синхронного генератора та струм збудження, можна одержати будь-яке співвідношення між частотою та напругою і реалізувати необхідний закон частотного керування асинхронним двигуном, що живиться від синхронного генератора.

Недоліками електромашинного перетворювача частоти є: громіздкість; велика початкова вартість встановленого устаткування; низький ККД; великі

експлуатаційні витрати; інерційність регулювання. До переваг можна віднести синусоїдальність вихідної напруги і простоту реалізації необхідного співвідношення U/f .

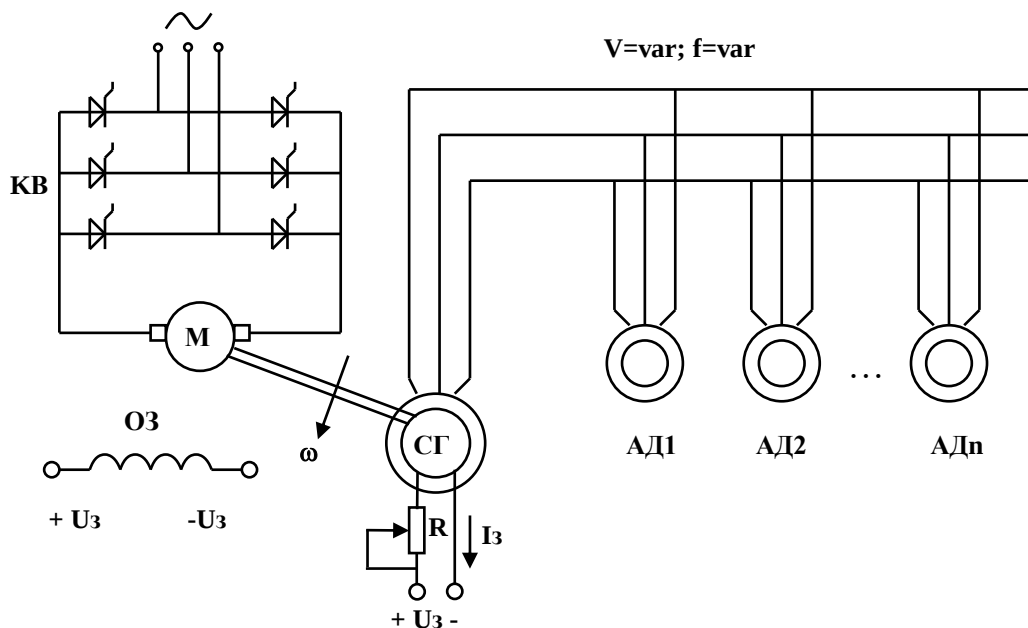


Рис. 9.11. Електромашинний перетворювач частоти з синхронним генератором

Для живлення тихохідних двигунів великої потужності широке застосування знаходять безпосередні перетворювачі частоти (БПЧ). Основою силової схеми БПЧ є реверсивний тиристорний перетворювач (рис. 9.12).

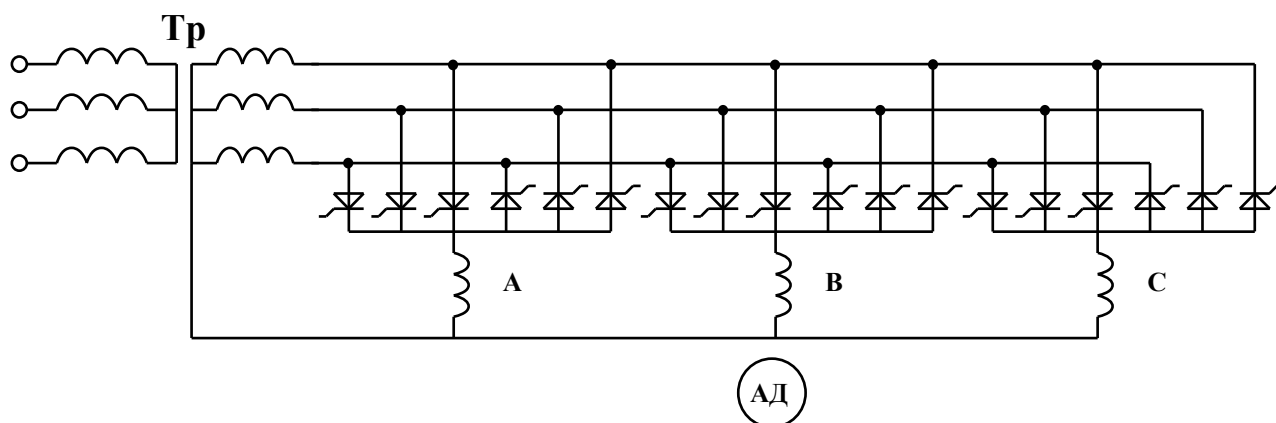


Рис. 9.12. Схема трифазного перетворювача частоти з безпосереднім зв'язком

Трифазний вихід БПЧ утвориться шляхом використання трьох реверсивних керованих випрямлячів. Вихідна однофазна напруга (низькочастотний вихід) утворюється за допомогою системи керування, що забезпечує циклічну зміну кутів відкриття тиристорів силової схеми. При цьому на навантаженні виникне напруга U_2 (рис. 9.13) у вигляді ділянок синусоїд.

Якщо тепер за визначеним законом з відповідним фазовим зсувом відкривати тиристори кожної групи керованих випрямлячів, то на виході БПЧ з'явиться трифазна напруга. До обмоток статора буде прикладатися змінна напруга, частота якої залежить від тривалості протікання струму по обмотках статора в одному напрямку. Завдяки цьому БПЧ забезпечує двосторонній обмін енергією між мережею та навантаженням.

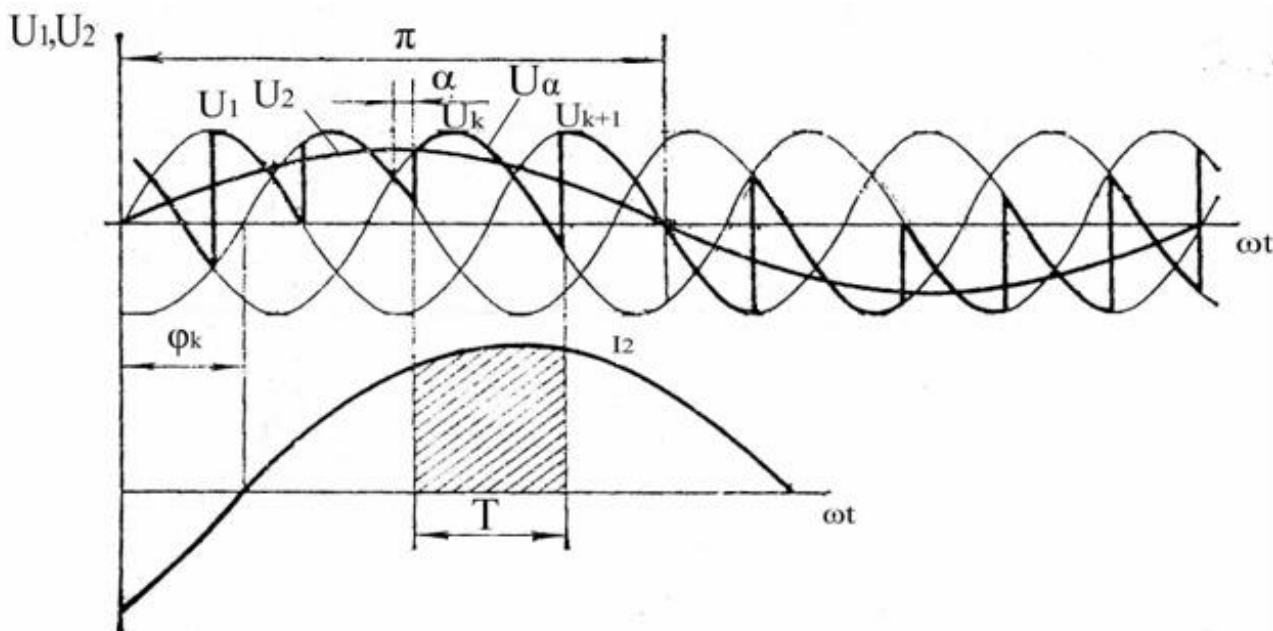


Рис. 9.13. Формування вихідної напруги U_2 безпосереднього перетворювача частоти

Максимальне значення частоти вихідної напруги БПЧ визначається режимом роботи елементів силової схеми, умовами їх рівномірного навантаження і, як правило, не перевищує 25 Гц. Застосування цілком керованих напівпровідникових елементів дозволяє значно збільшити частоту вихідної напруги.

Через те що при кінцевому числі фаз перетворювача крива вихідної напруги (рис. 9.13) являє собою ділянки живильної напруги несучої частоти і складається з кінцевої кількості цих ділянок, то для формування вихідної напруги синусоїдальної форми необхідна рівність середнього значення напруги, сформованої n -м вентилем за період його провідності, та середнього значення синусоїдальної напруги за той самий період. При цьому закон зміни в часі кутів керування $\alpha(t)$ визначається виразом

$$\alpha(t) = \frac{\pi}{2} - \arcsin[\nu \sin(\omega_2 t)],$$

де $0 \leq \omega_2 t \leq \frac{\pi}{2}$; ν – глибина регулювання напруги на навантаженні.

Закон зміни кута керування $\alpha(t)$ визначає: гармонійний склад кривої вихідної напруги; величину зрівняльної напруги в реверсивному контурі при спільному керуванні групами вентилів; використання елементів силової схеми

БПЧ за напругою та струмом; характер зміни складових повної потужності в живильній мережі; потужність привідного електродвигуна.

Певним недоліком схеми рис. 9.12 є необхідність наявності нульового виходу трансформатора та навантаження. Тому на практиці одержали поширення мостові схеми БПЧ.

9.8. Способи регулювання напруги автономних інверторів

У сучасних системах частотно-регульованого електроприводу практично всюди використовують автономні інвертори напруги АІН, що містять шість ключів ТК1-ТК6 (рис. 9.14) на цілком керованих напівпровідникових приладах (тиристорах чи транзисторах).

Статорні обмотки двигуна включаються або за схемою зірка, або трикутник. В обох випадках перемикання ключів будь-якої фази інвертора (наприклад, ТК1, ТК4) викликає зміну напруги у всіх обмотках двигуна, що значно ускладнює аналіз електромагнітних процесів.

У даний час відома велика кількість різних способів керування силовими ключами інвертора. Найбільше поширення одержали інвертори з постійною структурою, в яких одночасно працюють три ключі в такій послідовності: 612 123, 234, 345, 456, 561 (при цьому кут провідного стану ключів $\gamma = 180^\circ$).

Перемикання ключів здійснюється через $1/6$ періоду вихідної напруги. Недоліком такого способу керування є необхідність застосування керованого випрямляча на вході інвертора для зміни напруги на його виході (амплітудне регулювання вихідної напруги), а також ступінчаста несинусоїдальна форма вихідної напруги.

Аналіз різних способів керування зручно робити користуючись результу

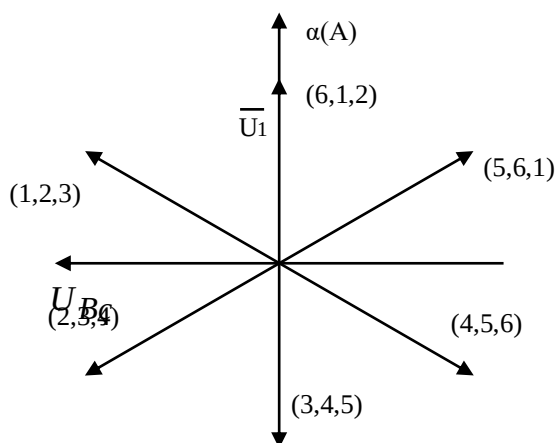


Рис. 9.15. Просторові вектори напруги на виході АІН з амплітудним регулюванням вихідної напруги

ючим (просторовим) вектором вихідної напруги. Наприклад, при керуванні

$\gamma = 180^\circ$ і з'єднанні обмоток статора зіркою результуючий вектор

$$\bar{U}_1 = \frac{2}{3} U_n e^{j\frac{\pi}{3}(i-1)}, \quad (9.25)$$

де i – номер інтервалу (цілі числа 1,2,3...), а $i = 1$ при відкритих ключах ТК6, ТК1, ТК2; U_n – напруга живлення інвертора.

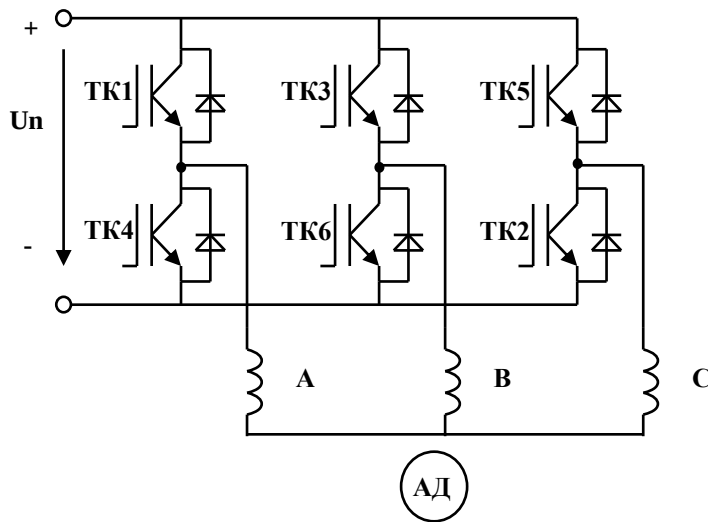


Рис. 9.14. Схема автономного інвертора напруги

З наведеного рівняння видно, що просторовий вектор (рис. 9. 15) статорної напруги постійний на межкумутаційному інтервалі та стрибкоподібно змінює фазу в момент комутації. При цьому за період вихідної напруги АІН результуючий вектор напруги $\bar{U}_1$ приймає шість фіксованих положень. Номери у круглих дужках (рис. 9.15) відповідають тим ключам, на які подано керуючі імпульси.

Регулювання модуля результуючого вектора вихідної напруги може бути реалізовано:

- зміною напруги за допомогою керованого випрямляча на вході інвертора (амплітудне регулювання);
- широтно-імпульсним регулюванням (ШІР) вихідної напруги на основній та несучій частоті;
- широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ) за синусоїдальним та іншими законами керування.

Найбільш просто реалізується спосіб керування ШІР на основній частоті. Діаграма фазної напруги при цьому способі регулювання показана на рис. 9.16. Протягом кожного періоду повторюваності T_n для вмикання навантаження до джерела постійної напруги відкривають три вентиля (наприклад ТК1, ТК2 і ТК3). Для вимикання навантаження від джерела живлення один з них закривають. Причому закривається той вентиль, що дозволяє вимкнути всю групу анодних чи катодних силових ключів. Так, для вимикання навантаження при відкритих зазначених вище вентилях закривається вентиль ТК2, а при відкритих вентилях ТК2, ТК3, ТК4 – вентиль ТК3 і т.д. (алгоритм одиночного перемикавання). Широтно-імпульсне регулювання вихідної напруги інвертора здійснюється зміною відносної

тривалості вмикання навантаження в коло джерела живлення (рис. 9.16). Є і інша можливість ШПР на основній частоті, коли для утворення паузи у вихідній напрузі закривають два силові вентиля однієї групи. При відкритих вентилях ТК1, ТК2, ТК3 для створення паузи в напрузі на навантаженні закривають ТК1 і ТК3 (алгоритм групового перемикавання).

Для реалізації постійної структури інвертора передбачено додаткові перемикавання транзисторних ключів. Для цього необхідно, наприклад, при закритті ТК2 відкрити ТК5, при закритті ТК3 – ТК6 і т.д.

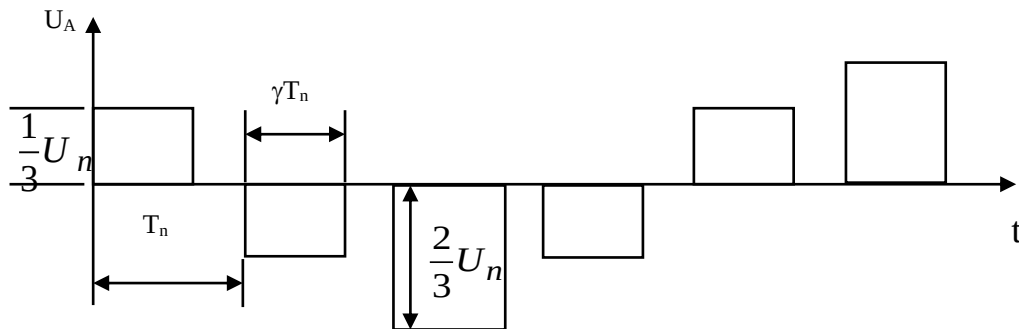
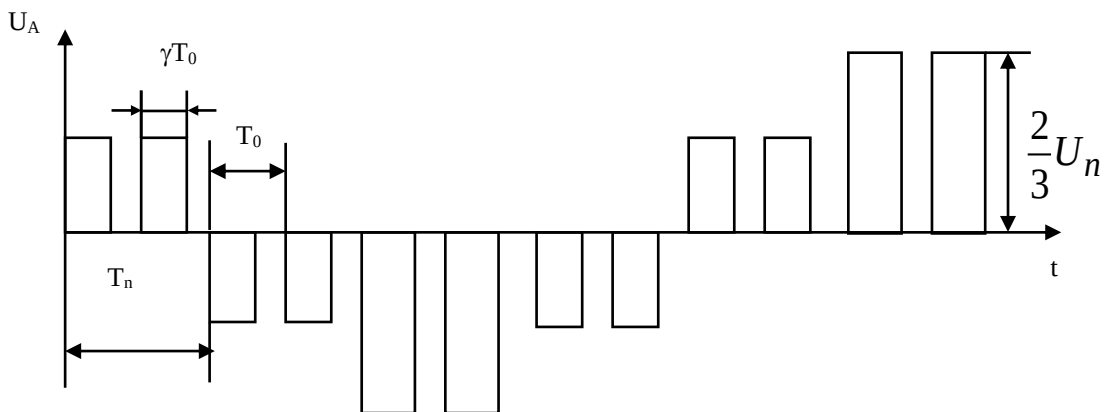


Рис. 9.16. Діаграма фазної напруги при ШПР на основній частоті

При ШПР на основній частоті гармонійний склад вихідної напруги значно погіршується на ділянці малих напруг і частот. Для усунення цього недоліку використовують ШПР на несучій частоті. У цьому випадку протягом періоду T_n кілька разів з періодом T_0 відбувається відкриття та закриття одного із силових ключів. Форму вихідної напруги при $T_n = 2T_0$ наведено на рис. 9.17. Гармонійний склад вихідної напруги на несучій частоті покращується зі збільшенням кратності $\gamma = T_n/T_0$, однак великі значення γ важко реалізувати.

Покращення гармонійного складу вихідної напруги ШІМ на несучій частоті

ті досягається таким чином. На інтервалі від 0 до $2\pi/3$ на керуючий вхід ключа (наприклад ТК1) подають постійний керуючий сигнал, а на інтервалі від $2\pi/3$ до π – широтно-модульований сигнал – чотири імпульси, тривалість яких лінійно зменшується. Аналогічні сигнали з відповідним фазовим зсувом



подають на входи інших ключів. Форма вихідної напруги наведена на рис. 9.18. При такому способі керування середня фаза вектора результуючої напруги приймає значення $0, 14, 30$ і 46° .

Зміна середньої фази результуючого вектора досягається за рахунок багаторазового перемикання ключів однієї фази, наприклад ТК1 і ТК4 протягом періоду повторюваності. При цьому результуючий вектор напруги переміщається між двома сусідніми фіксованими положеннями (рис. 9.15). Шляхом багаторазового переміщення вектора від одного сусіднього положення в інше на основі принципу геометричного підсумовування може бути отримане будь-яке проміжне положення за рахунок зміни часу перебування вектора в одному та іншому положенні.

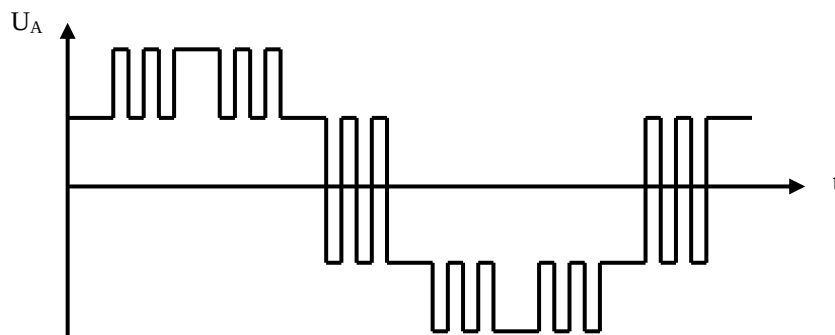


Рис. 9.18. Керування АІН із ШІМ на несучій частоті

Слід зазначити, що є велика різноманітність схем інверторів, однак керування ними зводиться до багаторазового переміщення результуючого вектора напруги між основними сусідніми положеннями.

Регулювання середнього значення фази результуючого вектора на одному з інтервалів досягається, наприклад, перемиканням ключів із ТК1, ТК2, ТК3 на ТК2, ТК3, ТК4, тобто перемикаються ключі одного плеча ТК1 і ТК4, а на іншому інтервалі ключі – ТК2 і ТК5 і т.д.

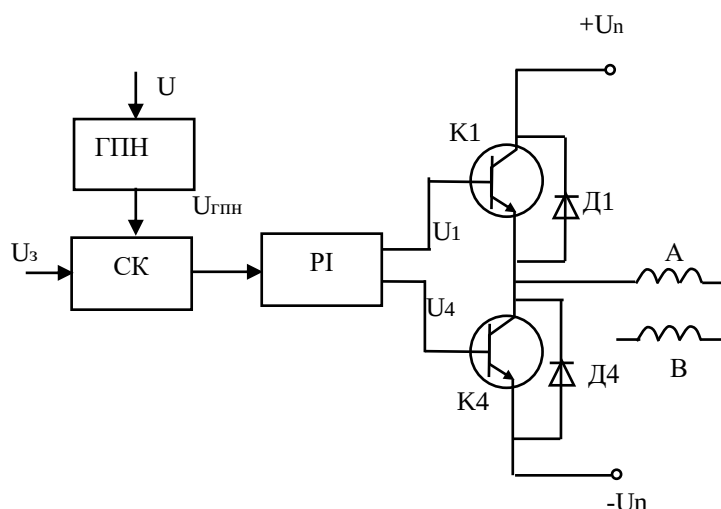


Рис. 9.19. Функціональна схема керування ключами однієї фази інвертора при синусоїдальній ШІМ: ГПН – генератор пилоподібної напруги; PI – розподільник імпульсів

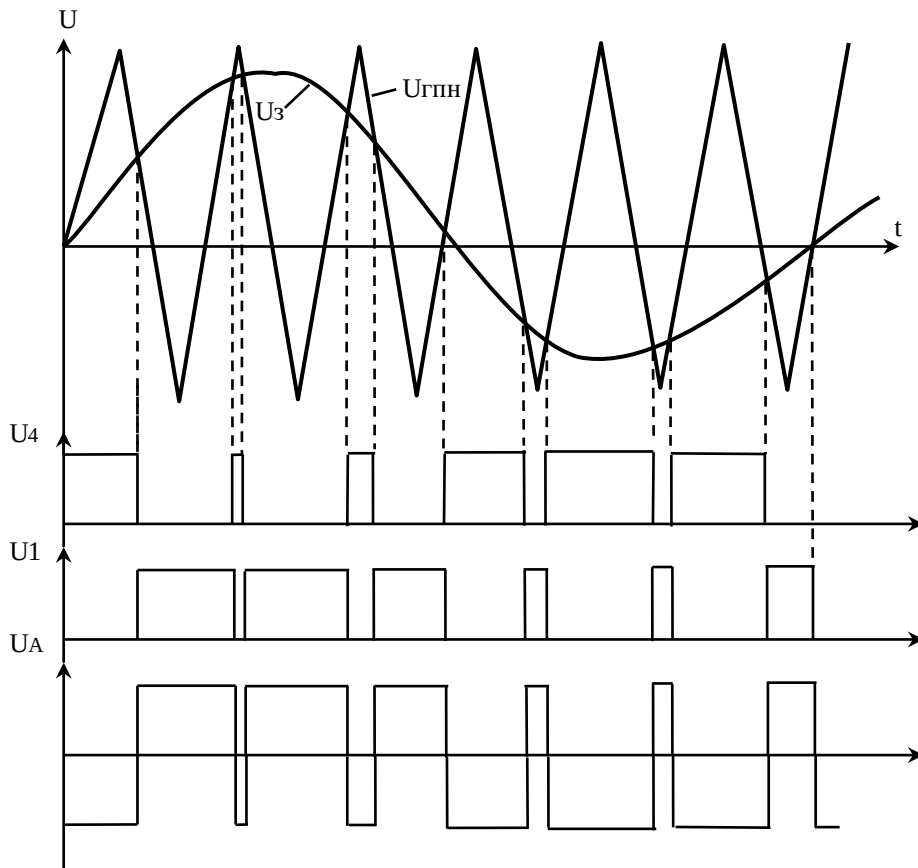


Рис. 9.20. Реалізація синусоїдальної ШІМ в АІН

Для зміни середнього значення модуля результуючого вектора (формування паузи у вихідній напрузі) необхідно закрити ТК2 і відкрити ТК5, а при відкритих вентилях ТК2, ТК3, ТК4 закрити ТК3 і відкрити ТК6 і т.д.

У даний час, у зв'язку з появою високочастотних силових транзисторів, широко використовують алгоритм синусоїдальної ШІМ керування інвертором. Спосіб реалізації ШІМ в одній фазі показано на рис. 9.19. Генератор пилкоподібної напруги генерує напругу високої частоти $U_{гпн}$ (рис. 9.20). Вона порівнюється із синусоїдальною напругою завдання $U_з$, частота і величина якої відповідає необхідному значенню вихідної напруги. Коли задана напруга більше опорної, то відкривається К1, а коли менше – К4. При розглянутому способі модуляції інвертор є регульованим джерелом напруги.

При використанні замкнених систем з релейними регуляторами струму інвертор набуває властивостей джерела струму, при цьому струм навантаження пульсує щодо заданої синусоїди. Амплітуда та частота пульсацій струму визначається напругою живлення, параметрами R, L навантаження та шириною петлі гістерезису релейного регулятора. При високій частоті опорної напруги (несуча частота) спектр вищих гармонік має досить високу частоту і вони мало впливають на поведінку привода.

9.9. Класифікація сучасних статичних перетворювачів частоти

Перетворювачі частоти для електроприводів перетворюють змінну напругу живильної мережі (трифазної або однофазної) у змінну трифазну з регульованою частотою, напругою й струмом. У цей час перетворювачі частоти виконуються в більшості випадків на повністю керованих напівпровідникових вентилях (ключах).

По типу зв'язку з живильною мережею перетворювачі частоти підрозділяються:

- перетворювачі частоти з безпосереднім зв'язком (ПЧБЗ або БПЧ)
- двоколові перетворювачі частоти (ДПЧ) із проміжним колом постійного струму.

По типу інвертора ДПЧ підрозділяються на 2 класи:

- автономні інвертори напруги (АІН);
- автономні інвертори струму (АІС).

АІН забезпечують задану форму вихідної напруги, а АІС- задану форму струму незалежно від параметрів навантаження з можливістю роздільного регулювання амплітуди й частоти основної гармоніки вихідної напруги або струму інвертора.

9.10. Автономні інвертори напруги

АІН у колі постійного струму містить LC- фільтр (або тільки ємність С), інвертор (І), виконаний на повністю керованих ключах із двосторонньою провідністю. Завдяки ємності забезпечується обмін реактивною енергією між АД та колом постійного струму за допомогою зворотних діодів Д1-Д6. Фільтр LC забезпечує згладжування пульсацій вихідної напруги випрямляча В1. Напруга на виході інвертора регулюється методом широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) напруги несучої частоти сигналом основної частоти. Такі перетворювачі частоти одержали назву АІН із ШІМ. У таких перетворювачах, як правило, випрямляч В1 (рис.9.21) виконується некерованим.

Для електромагнітної сумісності АІН з мережею й іншими споживачами в схему силових кіл на вході випрямляча та виході інвертора включаються фільтри, якщо буде потрібно. Перетворювач частоти з АІН не дозволяє забезпечити

двосторонній обмін енергії між мережею й двигуном. При генераторному гальмуванні енергія, що віддається, накопичується в ланці постійного струму й розсівається в гальмовому резисторі R, який підключається паралельно ємності через керований напівпровідниковий ключ Т7 (рис.9.21).

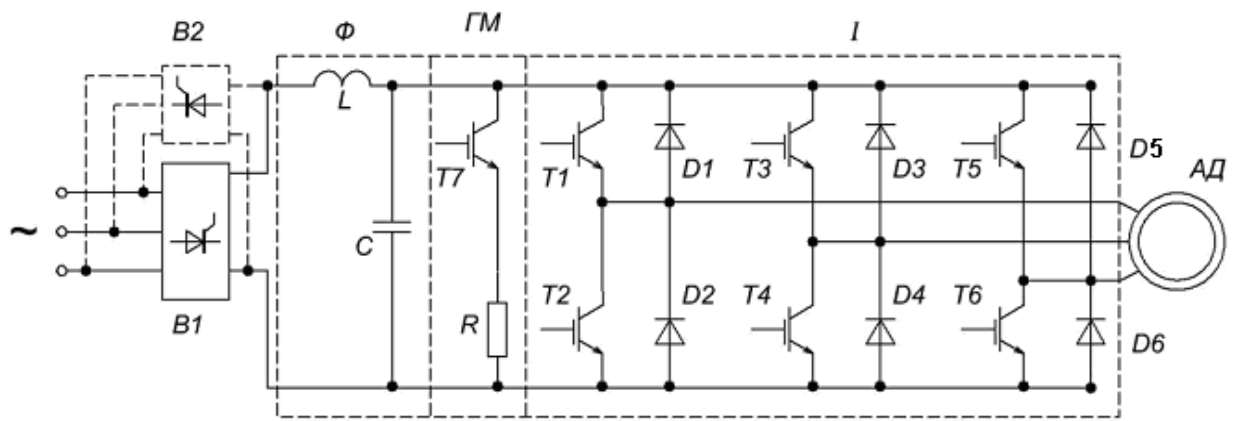


Рис.9.21. Схема силової частини АІН із ШІМ

Для приводів з великими інерційним масами й напруженими динамічними режимами, коли вигідний обмін енергії між двигуном і мережею, установлюється другий комплект випрямляча В2 (позначений на рис.9.21 пунктиром), який повинен бути керованим. У режимі рекуперації двигуна керований випрямляч В2 працює як інвертор, ведений мережею, з фіксованим кутом керування $160-165^\circ$.

У структурах електроприводів з АІН, що містять контури регулювання струмів статора з від'ємними зворотними зв'язками, АІН разом з контурами струмів здобуває властивості джерела струму.

Двосторонній обмін енергії між двигуном і мережею в перетворювачах частоти на основі АІН із ШІМ може досягатися застосуванням замість реверсивного керованого випрямляча (мости В1 і В2 рис.9.21) активного випрямляча (АВ), який виконується за ідентичною схемою з АІН із ШІМ.(рис.9.22)

Застосування дволанкових перетворювачів частоти з активним випрямлячем дозволяє (крім рекуперації енергії в мережу) формувати споживані перетворювачем струми практично синусоїдальної форми при коефіцієнті потужності близькому або рівному одиниці (або підтримувати на бажаному рівні). Це дозволяє вирішувати на більш високому рівні завдання енергозбереження засобами автоматизованого електропривода, реалізуючи роздільне та незалежне керування рухом робочих машин (основної своєї функції) і якістю електроенергії.

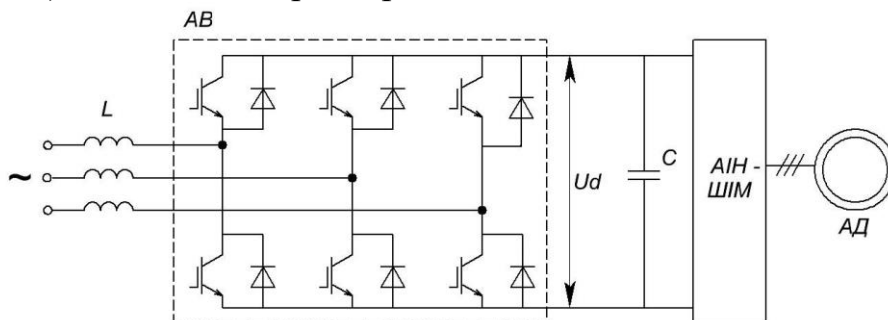


Рис.9.22. Схема силової частини дволанкового перетворювача частоти на основі АІН із ШІМ з активним випрямлячем АВ

Позитивною якістю АІН є можливість роботи його як джерела напруги, що живить одиночний двигун або групу двигунів у розімкнутих системах регулювання швидкості, а також у режимі джерела струму при побудові замкнених систем регулювання швидкості АД з різними принципами керування.

9.11. Автономні інвертори струму

В автономному інверторі струму (АІС) (рис.9.23) керований випрямляч (КВ) працює в режимі регулятора струму, споживаного АД, а інвертор (І) виконує функції комутатора фаз за допомогою ключів Т1-Т6, формуючи необхідну частоту.

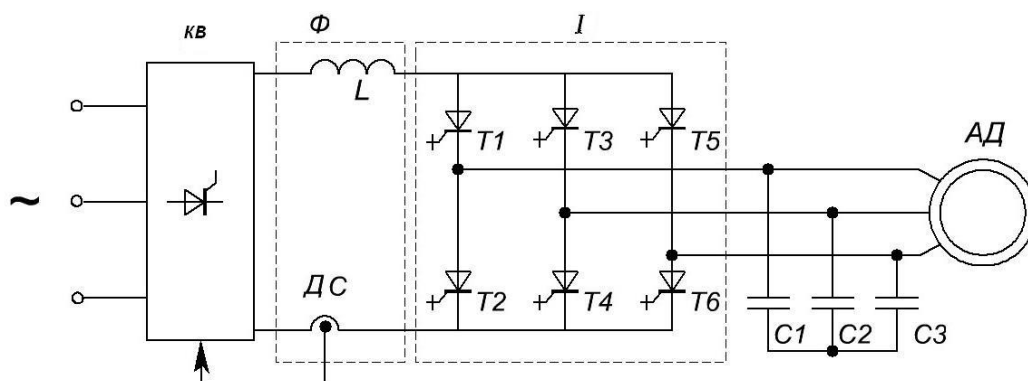


Рис. 9.23. Схема силової частини АІС

Реактор фільтра (Ф) з індуктивністю L забезпечує згладжування пульсацій випрямленого струму. При активно-індуктивному навантаженні на виході інвертора й на ключах Т1-Т6 (як правило керовані тиристори) у момент їх комутації можуть виникнути неприпустимі перенапруги, зумовлені ЕРС самоіндукції навантаження. Їхнє обмеження досягається установкою відповідних ємностей С1-С3 у ланцюзі навантаження (рис. 9.23).

При переведенні АД, що живиться від АІС, у режим рекуперативного гальмування змінює знак проти-ЕРС інвертора, який переходить у режим роботи випрямлячем, що повинно було б викликати збільшення струму I_d у колі постійного струму. Але за рахунок від'ємного зворотнього зв'язку за струмом, яким охоплений керований випрямляч КВ, струм I_d зберігає колишній напрямок і рівень, а КВ переводиться в режим інвертора, веденого мережею. Струм у мережі протікає при негативній напівхвилі напруги живлення, що відповідає поверненню енергії в мережу.

Перевагою АІС є відсутність конденсаторної батареї в колі постійного струму.

Недоліки АІС:

- перенапруга на навантаженні та ключових елементах, що ускладнює силову схему інвертора;

- неможливість роботи на групове навантаження;
- велика маса та габарити реакторів фільтра;

9.12. Матричні перетворювачі частоти з безпосереднім зв'язком на повністю керованих ключах

У кожній із трьох фаз матричного безпосереднього перетворювача частоти із ШІМ (БПЧ-ШІМ) (рис.9.24) є по три повністю керовані ключі (а1-а3; в1-в3; с1-с3) із двосторонньою провідністю.

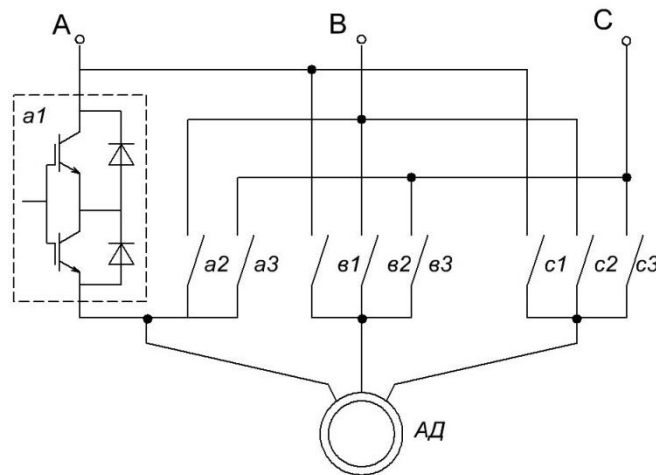


Рис.9.24. Силова схема матричного безпосереднього перетворювача частоти на основі ШІМ (БПЧ-ШІМ)

У будь-який момент часу одночасно відкрито три силові ключі по одному в кожній фазі. При цьому залежно від конкретної комбінації відкритих ключів можливі чотири види схем підключення обмоток статора:

- одночасне підключення трьох статорних обмоток до трьох фаз напруги мережі із прямим і зворотним чергуванням фаз. Причому відбувається почергове підключення кожної обмотки статора до фаз А, В, С напруги мережі;
- режим підключення всіх статорних обмоток машини тільки до двох фаз напруги мережі;
- режим підключення до мережі трьох обмоток статора, з'єднаних паралельно.

При цьому можливі 25 різних комбінацій відкритих і заритих станів силових ключів БПЧ-ШІМ і, отже поточне просторове положення, узагальненого вектора. Причому шість із цих векторів обертаються з кутовою швидкістю, рівній кутовій частоті напруги живлення, один вектор нульовий, інші нерухомі в просторі, але зі змінним у часі модулем. З вісімнадцяти комбінацій нерухомих векторів можуть бути отримано шість, що мають найбільше значення модулів і співпадаючими по напрямку з відповідними узагальненими векторами при живленні АД від АІН-ШІМ (рис.9.15). Вибором відповідної комбінації провідного стану ключів досягається необхідне значення модуля й аргументу просторового вектора вихідної напруги інвертора.

На базі активних випрямлячів створюються також дволанкові безпосередні перетворювачі частоти (ДБПЧ) із ШІМ, які являють собою подальший розвиток і одну з перспективних схем перетворювачів з безпосереднім зв'язком. Зазначений перетворювач складається із двох послідовно з'єднаних і ідентично виконаних активного випрямляча й автономного інвертора напруги. Схема силової частини ДБПЧ відрізняється лише відсутністю ємності на вході інвертора від наведеної раніше на рис.9.22.

Ця схема помітно простіша матричного трифазного БПЧ-ШІМ (рис.9.24), тому що містить менше напівпровідникових ключів із двосторонньою провідністю.

Активний випрямляч у схемі ДБПЧ-ШІМ формує на виході шестипульсну напругу, що збігається за формою з випрямленою напругою трифазного некерованого випрямляча. Однак активний випрямляч має двосторонню провідність, завдяки наявності зворотних діодів (рис.9.22).

Раніше отримане співвідношення (9.25) і просторове положення узагальнених векторів (рис.9.15) вихідної напруги АІН повністю відповідають АІН, що входить до складу ДБПЧ-ШІМ. Тому виходячи з повної ідентичності АІН, що входить до складу перетворювача частоти який розглядається, їм реалізуються такі ж схеми з'єднання обмоток статора як у схемі АІН-ШІМ. Для кожної із шести можливих комбінацій, коли відкрито три ключі, дві фази, з'єднані паралельно й послідовно із третьою, підключається до напруги U_d . Нульовий узагальнений вектор вихідної напруги утворюється при підключенні трьох фаз до однієї із шин U_d . Однак у відмінності від АІН-ШІМ у ДБПЧ-ШІМ узагальнені вектора вихідної напруги інвертора дещо змінюються в часі відповідно до пульсацій випрямленої напруги трифазного некерованого випрямляча.

Слід зазначити, що утворені узагальнені вектори вихідної напруги ДБПЧ-ШІМ являють собою окремі випадки можливих комбінацій векторів вихідної напруги, формованих матричним БПЧ-ШІМ (рис.9.24). Останній, як вже відзначалось, дозволяє додатково формувати обертові узагальнені вектори незмінної амплітуди й нерухомі вектори меншої амплітуди та має 24 ненульові комбінації провідного стану ключів (АІН-ШІМ має усього шість).

9.13. Обчислення швидкості в частотно-регульованих електроприводах

Установка датчика швидкості (ДШ) на валу двигуна буває іноді ускладнена та супроводжується зниженням надійності привода. Тому і з'явилися бездатчикові частотно-регульовані електроприводи, у яких швидкість не вимірюється, а обчислюється непрямым шляхом за допомогою вимірюваних значень напруги й струмів статора.

Перший спосіб заснований на оцінці ЕРС ротора $\omega\bar{\psi}_2$ із другого рівняння (4.81), записаного в нерухомій системі координат

$$jZ_n\omega\bar{\psi}_2 = I_2R'_2 + \frac{d\bar{\psi}_2}{dt} \quad (9.26)$$

і співвідношення(4.83)

$$\bar{\psi}_2 = \frac{1}{k_2} (\bar{\psi}_1 - I_1 L_{1n}), \quad (9.27)$$

згідно якого

$$\frac{d\bar{\psi}_2}{dt} = \frac{1}{k_2} \frac{d\bar{\psi}_1}{dt} - \frac{1}{k_2} L_{1n} \frac{d\bar{I}_1}{dt} = \frac{1}{k_2} \frac{d}{dt} (\bar{U}_1 - I_1 R_1) - \frac{1}{k_2} L_{1n} \frac{d\bar{I}_1}{dt}. \quad (9.28)$$

На підставі наведеного виразу та виміряними значеннями складових напруг $U_{1\alpha}, U_{1\beta}$ і струмів $I_{1\alpha}, I_{1\beta}$ у нерухомій системі координат можна обчислити $d\psi_{2\alpha}/dt$, $d\psi_{2\beta}/dt$. Потім, використовуючи вирази перетворення координат (4.75) знайти $d\psi_{2x}/dt$, $d\psi_{2y}/dt$. Причому для визначення $U_{1\alpha}, U_{1\beta}$ можна використовувати виміряну напругу в колі постійного струму та інформацію про стан ключів інвертора.

При векторному керуванні та орієнтації координатної системи по вектору $\bar{\psi}_2$ складові струмів $I_{2x} = 0$, $I_{2y} = -k_2 I_{1y}$. Враховуючи це маємо з (9.26) в осях x, y

$$Z_n \omega \psi_{2x} = R_2 I_{2y} + \frac{d\psi_{2y}}{dt} = -R_2 k_2 I_{1y} + \frac{d\psi_{2y}}{dt} \quad (9.29)$$

У випадку $\psi_{2x} = \text{const}$ складову $Z_n \omega \psi_{2x} = -R_2 k_2 I_{1y}$ можна використовувати в якості зворотнього зв'язку за швидкістю.

Другий підхід виміру швидкості двигуна полягає в оцінці частоти обертання поля $\omega_0 = \Delta\theta/T_k$ ($\Delta\theta$ – збільшення кута θ за інтервал квантування T_k) і розрахунку з урахуванням (9.5)

$$\omega = \omega_0 - \Delta\omega = \frac{\Delta\theta}{T_k} - \frac{R_2 I_{1y}}{L_2 I_{1x}}, \quad (9.30)$$

де в якості I_{1x}, I_{1y} можуть бути з деяким наближенням використані відповідні струми завдання в обертовій системі координат, або виміряні фактичні струми та переведені в цю систему.

Оскільки в наведених залежностях використовуються параметри двигуна, що змінюються при зміні температури (R_2) і намагнічування машини (L_2), то проблема точного визначення положення поля й розрахунків кутової швидкості двигуна в бездатчикових приводах зв'язана з певними труднощами та поки не одержала остаточного вирішення.

Контрольні запитання

1. Засоби виміру просторового положення результуючого вектора потокозчеплення ротора.

2. Відмінність між векторним і квазівекторним керуванням АД.
3. Яким чином будується система векторного керування АД на основі датчиків магнітного потоку?
4. Основні переваги систем з релейними регуляторами струму.
5. Яким чином компенсуються основні перехресні зв'язки при побудові САР швидкості на основі АІН з ШІМ?
6. Які системи САР швидкості АД називають системами з керуваннями за ковзанням?
7. Непрямі методи виміру величини та просторового положення потокозчеплення ротора.
8. Переваги, недоліки та галузь застосування електромеханічних перетворювачів частоти.
9. Переваги, недоліки та галузь застосування безпосередніх перетворювачів частоти (БПЧ).
10. Яким чином формується крива вихідної напруги БПЧ?
11. Перерахуйте можливі засоби регулювання вихідної напруги АІН, їх переваги та недоліки.
12. Яким чином реалізується синусоїдальна ШІМ в АІН?
13. Яким чином формується завдання на частоту в системах частотно-струмового керування з непрямою орієнтацією по полю?
14. Яким чином реалізується завдання струму в полярній системі координат?
15. Принцип прямого керування моментом двигуна.
16. Переваги дволанкових перетворювачів частоти з активним випрямлячем.
17. Принцип побудови матричного перетворювача частоти з безпосереднім зв'язком.

10. СИСТЕМИ АВТОМАТИЧНОГО РЕГУЛЮВАННЯ ШВИДКОСТІ З ОДНИМ РЕГУЛЯТОРОМ

10.1. Загальні відомості

У розімкнених системах регулювання внаслідок значного спаду швидкості під впливом навантаження на валу двигуна не вдається отримати великий діапазон регулювання швидкості. Параметри приводу можуть змінюватися у широких межах, що перешкоджає підтримці регульованої величини на заданому рівні.

Високі вимоги, що пред'являються до сучасного електроприводу, зумовлюють застосування замкнених систем регулювання, які дозволяють поширити діапазон, підвищити точність та стабільність регулювання. У замкнених системах регульована величина у меншій мірі залежить від збурюючих впливів:

- моменту навантаження на валу двигуна;
- параметрів живлячої напруги;
- нестабільності й неоднозначності характеристик підсилювачів та перетворювачів;
- температурної зміни опору обмоток електричних машин та ін.

Основним принципом побудови замкнених систем регулювання є керування за відхиленням вихідної величини від заданого значення (регулювання за похибкою). Для цього за допомогою різних датчиків контролюють регульовану величину й порівнюють її на вході системи з заданим значенням (принцип зворотного зв'язку). Різниця між цими сигналами після обробки у регуляторі діє на силовий перетворювач напруги або частоти, який прагне підтримати регульовану величину на заданому рівні. Отже, замкнені системи регулювання повинні містити хоча б один зворотний зв'язок, що поєднує вихід системи з її входом. Можуть використовуватися також й інші зв'язки, що поєднують вхід та вихід окремих елементів системи регулювання. Є також керування за збуренням залежно від дії зовнішнього збурення та комбіноване керування, що використовує обидва названі принципи.

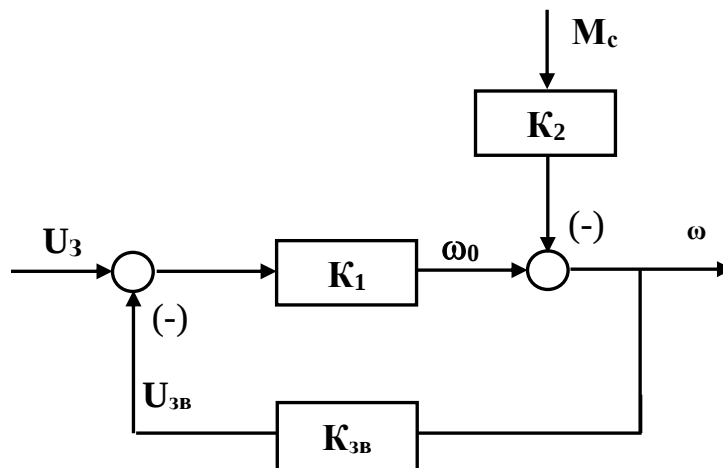


Рис. 10.1. Структурна схема регульованого електроприводу зі зворотним зв'язком за швидкістю для усталеного режиму

Для схеми рис. 10.1 в усталеному режимі без зворотного зв'язку

$$\omega = U_3 K_1 - M_c K_2, \quad (10.1)$$

де $K_1, K_2 = 1/\beta$ – статичні коефіцієнти передач ланок системи; β – модуль жорсткості статичної характеристики.

Діапазон регулювання розімкненої системи при збурюючому впливі $\Delta M = 2M_n$

$$D_p = \frac{\omega_n}{\Delta \omega_n} = \frac{\omega_n \beta}{M_n} = \frac{\omega_n}{M_n K_2}. \quad (10.2)$$

При наявності зворотного зв'язку за швидкістю

$$\omega = K_1 (U_3 - \omega K_{36}) - K_2 M_c, \quad (10.3)$$

де K_{36} – коефіцієнт зворотного зв'язку за швидкістю.

Відповідно до (10.3)

$$\omega = \frac{K_1 U_3 - K_2 M_c}{1 + K_1 K_{36}} = \omega_0 - \Delta \omega_3. \quad (10.4)$$

Звідки спад швидкості у замкненій системі $\Delta \omega_3 = K_2 M_c / (1 + K_\Sigma)$, де $K_\Sigma = K_1 K_{36}$ – результуючий коефіцієнт підсилення системи.

Жорсткість механічної характеристики замкненої системи ($M_c = M_n$)

$$\beta_3 = \frac{M_n}{\Delta \omega_{n,3}} = \frac{1 + K_\Sigma}{K_2} = \beta (1 + K_\Sigma). \quad (10.5)$$

Отже, з ростом загального коефіцієнту підсилення замкненої системи збільшується жорсткість статичної механічної характеристики та діапазон регулювання. З урахуванням (10.2) діапазон регулювання замкненої системи

$$D_3 = \frac{\omega_n}{\Delta \omega_{n,3}} = \frac{\omega_n \beta_3}{M_n} = \frac{\omega_n \beta (1 + K_\Sigma)}{M_n} = D_p (1 + K_\Sigma). \quad (10.6)$$

Таким чином, зворотний зв'язок за швидкістю є ефективним засобом підвищення діапазону регулювання швидкості. Для цього достатньо збільшити загальний коефіцієнт підсилення системи до таких значень, при яких система регулювання залишається стійкою. Крім того, зворотний зв'язок за швидкістю

надає приводу стабілізуючу дію, зменшуючи статичну похибку та коефіцієнт нерівномірності руху. Причому стабільність регулювання швидкості приводу визначається у першу чергу стабільністю параметрів кола зворотного зв'язку. Відхилення параметрів електродвигуна, силового перетворювача та інших пристроїв прямого кола надає менший вплив на точність роботи приводу, ніж відхилення параметрів зворотного зв'язку. За більших коефіцієнтів підсилення K_{Σ} система становиться практично інваріантна до відхилень параметрів прямого кола.

В електроприводі застосовуються здебільшого такі структури побудування замкнених систем регулювання:

- системи з загальним підсумовуючим підсилювачем, на вході якого підсумовується сигнал, що задає, та сигнали різноманітних зворотних зв'язків (жорсткі, гнучкі, безперервні та затримані);

- системи з регулятором стану, на вхід якого за допомогою різноманітних датчиків подаються зворотні зв'язки усіх змінних стану, а підбором параметрів регулятора та зворотних зв'язків домагаються потрібного (нормованого) розподілу коренів характеристичного рівняння. Якщо за якихось причин низка змінних стану не може бути виміряна, тоді будується так званий спостерігач стану, що відновлює змінні стану, які не піддаються прямому виміру. У цьому випадку спостерігач та регулятор стану утворюють модальний регулятор (системи модального регулювання);

- системи з незалежним регулюванням координат, у яких кожна регульована величина має свій регулятор (керуючий вплив), увімкнені паралельно та налаштовуються на забезпечення потрібних статичних та динамічних показників регулювання лише однієї регульованої величини. Логічний пристрій, що переключає, забезпечує вмикання на вхід системи того регулятора, котрий необхідний для керування однієї з регульованих величин у даний момент часу. При цьому керування однієї з координат не впливає на інші. Недоліком таких систем є складність технічної реалізації логічного пристрою, що перемикає;

- системи з підпорядкованим керуванням координат, при побудові яких усі регулятори вмикаються послідовно, а вихідний сигнал попереднього регулятора є завданням для наступного. Тому такі системи отримали назву підпорядкованих. Крім того, контури регулювання підпорядковані також за принципом убуття швидкодії: від швидкодійних внутрішніх контурів до менш швидкодійних зовнішніх. Це дозволяє робити незалежну настройку регуляторів, що є однією з переваг систем підпорядкованого керування.

10.2. Формування статичних характеристик у замкненій системі КП-Д з від'ємним зворотним зв'язком за швидкістю

Функціональна схема замкненої системи з від'ємним зворотним зв'язком за швидкістю наведена на рис. 10.2. Двигун М підключений до виходу керованого перетворювача КП. Швидкість двигуна регулюється вниз від

основної за допомогою зміни напруги перетворювача. На валу двигуна встановлений тахогенератор, за допомогою якого вимірюється кутова швидкість двигуна. На вході регулятора порівнюються сигнали завдання U_z та зворотного зв'язку за швидкістю $U_{зи}$. Різниця між цими сигналами після підсилювання діє на силовий керований перетворювач.

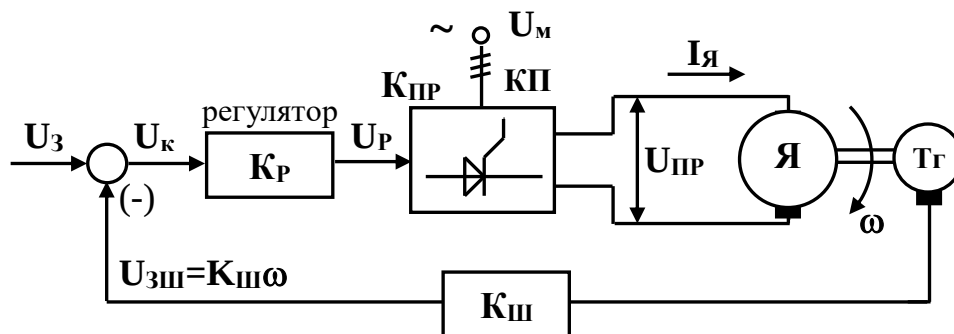


Рис. 10.2. Функціональна схема замкненої системи КП-Д з від'ємним зворотним зв'язком за швидкістю

У позначеннях, прийнятих на рис. 10.2, вихідні рівняння мають вигляд:

$$U_p = (U_z - K_{ш}\omega) K_p, \quad (10.7)$$

$$E_{np} = K_{np} U_p = (U_z - K_{ш}\omega) K_p K_{np}, \quad (10.8)$$

$$\omega = \frac{E_{np} - I_{я} R_{я}}{K\Phi}, \quad (10.9)$$

де $K_{ш}$ – коефіцієнт зворотного зв'язку за швидкістю; $R_{я}$ – сумарний опір якірного кола.

Із сумісного розв'язку (10.8) та (10.9) отримаємо рівняння електромеханічної характеристики у замкненій системі зі зворотним зв'язком за швидкістю

$$\omega = \frac{U_z K_p K_{np} - I_{я} R_{я}}{K\Phi(1 + K_{\Sigma ш})} = \omega_{0.3} - \Delta\omega_z, \quad (10.10)$$

де $K_{\Sigma ш} = K_p K_{np} K_{ш} K_{\delta в}$ – сумарний коефіцієнт підсилення системи зі зворотним зв'язком за швидкістю, $K_{\delta в} = 1/K\Phi$ – коефіцієнт передачі двигуна.

Відповідно до (10.10) швидкість ідеального холостого ходу та спад швидкості у замкненій системі:

$$\left. \begin{aligned} \omega_{o.3} &= \frac{U_3 K_p K_{np}}{K\Phi(1+K_{\Sigma u})}; \\ \Delta\omega_3 &= \frac{I_{я} R_{я}}{K\Phi(1+K_{\Sigma u})} = \frac{\Delta\omega}{1+K_{\Sigma u}}, \end{aligned} \right\} \quad (10.11)$$

де $\Delta\omega = \frac{I_{я} R_{я}}{K\Phi}$ – спад швидкості у розімкненій системі на природній характеристиці.

З (10.11) видно, що при замиканні системи від'ємним зворотним зв'язком за швидкістю спад швидкості $\Delta\omega_3$ зменшується у $1+K_{\Sigma u}$ разів у порівнянні з розімкненою системою. Отже, жорсткість механічної характеристики збільшується у $1+K_{\Sigma u}$ разів. Причому, в межі, коли $K_{\Sigma u} \rightarrow \infty$, то $\Delta\omega_3 \rightarrow 0$ і отримують абсолютно жорстку механічну характеристику, для якої статична жорсткість $\beta_{зам} = \infty$. На рис. 10.3 наведені механічні характеристики двигуна при різних значеннях $K_{\Sigma u}$.

Розглянемо фізичну сторону процесу регулювання швидкості при наявності зворотного зв'язку. Припустимо, що навантаження на валу двигуна збільшилось. При цьому швидкість двигуна та сигнал зворотного зв'язку почне зменшуватися, внаслідок чого збільшаться сигнали керування U_{κ} , регулятора U_p , ЕРС перетворювача та, відповідно, швидкість двигуна. Таким чином, від'ємний зворотний зв'язок за швидкістю прагне підтримувати швидкість на заданому рівні. Збільшення навантаження призводить до зростання ЕРС перетворювача й двигун переходить працювати на іншу характеристику, підтримуючи задану швидкість.

Точність регулювання швидкості у замкненій системі при регулюванні швидкості униз від номінальної:

$$\delta_3 = \frac{\Delta\omega_{н.з}}{\omega_{мін}} = \frac{\Delta\omega_{н.з} D}{\omega_{н}} = \frac{\Delta\omega_{н.р} D}{\omega_{н}(1+K_{\Sigma u})} = \frac{M_{н} D}{\beta\omega_{н}(1+K_{\Sigma u})}. \quad (10.12)$$

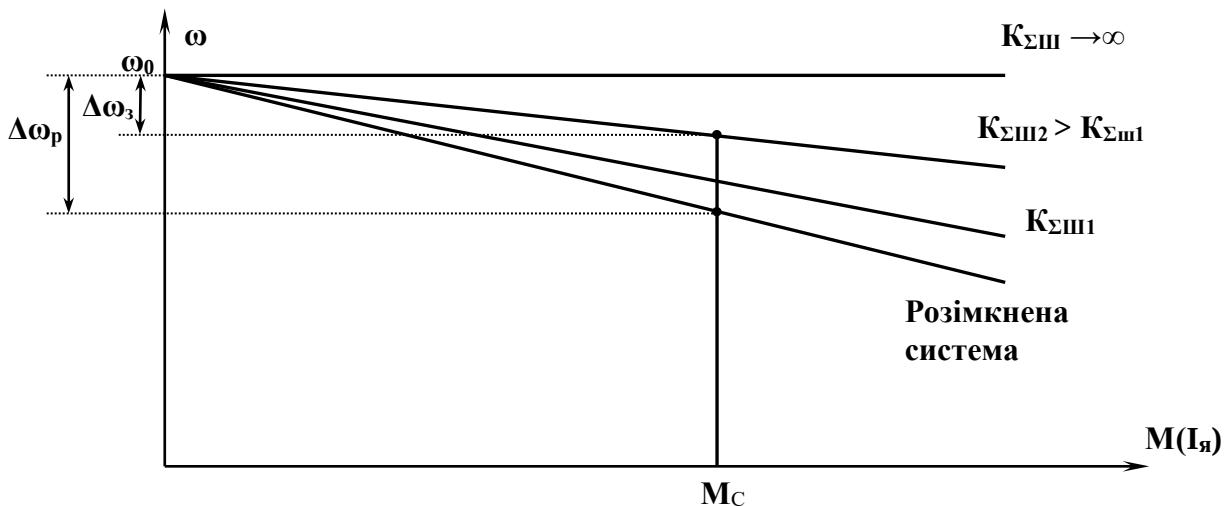


Рис. 10.3. Механічні характеристики замкненої системи КП-Д
з від'ємним зворотним зв'язком за швидкістю

З наведеного виразу сумарний коефіцієнт підсилення системи, необхідний для забезпечення заданої точності, знаходиться як

$$K_{\Sigma u} = \frac{M_n D}{\beta \omega_n \delta_s} - 1. \quad (10.13)$$

Граничне значення $K_{\Sigma u}$ обмежується умовами отримання заданих динамічних показників системи.

При використанні напівпровідникових підсилювачів максимальне значення сигналу $U_{z.макс}$, що задає, обмежене допустимим значенням. При цьому коефіцієнт зворотного зв'язку за швидкістю знаходиться виходячи з умови:

$$U_{z.макс} \approx K_{u} \omega_{макс},$$

звідки $K_u = U_{z.макс} / \omega_{макс}$.

Знаючи $K_{\Sigma u}$, можна для конкретних значень K_{np} , $K_{\delta v}$ знайти коефіцієнт підсилення регулятора $K_p = \frac{K_{\Sigma u}}{K_{np} K_{\delta v} K_u}$.

Приклад 10.1. Для двигуна постійного струму типу П-62 ($P_n = 14$ кВт, $n_n = 1500$ об/хв, $U_n = 220$ В, $I_n = 73$ А, $r_a = r_{об.я} + r_{\delta n} = 0,2275$ Ом) необхідно знайти:

– діапазон регулювання у розімкненій системі при збурюючому впливі $\Delta M = 2M_n$;

– потрібний коефіцієнт підсилення системи, щоб при діапазоні регулювання $D = 100$ забезпечити точність регулювання $\delta_s = 0,05$.

Р о з в ' я з а н н я. Номінальна кутова швидкість

$$\omega_n = \frac{\pi \cdot n_n}{30} = \frac{3,14 \cdot 1500}{30} = 157 \text{ рад/с.}$$

Конструктивний коефіцієнт двигуна

$$K\Phi = \frac{U_n - I_n r_a}{\omega_n} = \frac{220 - 73 \cdot 0,2275}{157} = 1,296 \text{ Вс/рад.}$$

Спад швидкості при номінальному струмі

$$\Delta\omega_n = \frac{I_n r_{\text{я}}}{K\Phi} = \frac{73 \cdot 0,2275}{1,296} = 12,88 \text{ рад/с.}$$

Діапазон регулювання у розімкненій системі

$$D = \frac{\omega_n}{\Delta\omega_n} = \frac{157}{12,88} = 12,18.$$

Наближене значення діапазону регулювання

$$D = \frac{1}{r_{\text{я}}^*} = \frac{1}{0,0755} = 13,2,$$

$$\text{де } r_{\text{я}}^* = \frac{r_{\text{я}}}{R_n} = \frac{0,2275}{3,014} = 0,0755.$$

Номінальний опір

$$R_n = \frac{U_n}{I_n} = \frac{220}{73} = 3,014 \text{ Ом.}$$

Номінальний момент двигуна

$$M_n = K\Phi I_n = 1,296 \cdot 73 = 94,6 \text{ Н·м.}$$

Модуль жорсткості механічної характеристики

$$\beta = \frac{\Delta M}{\Delta\omega} = \frac{M_n}{\Delta\omega_n} = \frac{94,6}{12,88} = 7,345.$$

Згідно з (10.13) потрібний коефіцієнт підсилення системи

$$K_{\Sigma ш} = \frac{M_n D}{\beta \omega_n \delta_3} - 1 = \frac{94,6 \cdot 100}{7,345 \cdot 157 \cdot 0,05} - 1 = 163.$$

10.3. Система КП-Д з від'ємним зворотним зв'язком за напругою

У тих випадках, коли не потрібен великий діапазон регулювання, замість від'ємного зворотного зв'язку за швидкістю застосовують від'ємний зворотний зв'язок за напругою перетворювача. Функціональна схема замкненої системи з від'ємним зворотним зв'язком за напругою наведена на рис. 10.4.

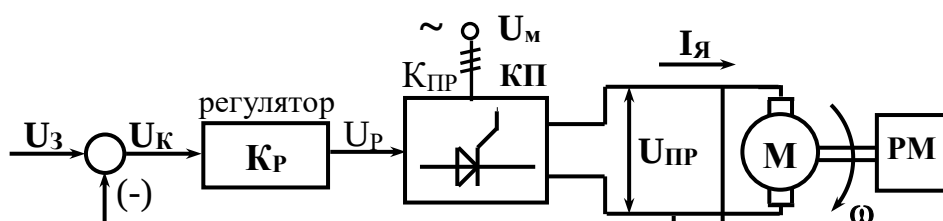


Рис. 10.4. Функціональна схема замкненої системи КП-Д
з від'ємним зворотним зв'язком за напругою
Для схеми рис. 10.4 вхідні рівняння електричної рівноваги:

$$\left. \begin{aligned} U_p &= (U_z - K_n U_{np}) K_p = [U_z - K_n (E_{\partial\phi} + I_{\text{я}} r_{\text{я}})] K_p; \\ E_{np} &= K_{np} K_p [U_z - K_n (E_{\partial\phi} + I_{\text{я}} r_{\text{я}})]; \\ E_{np} &= E_{\partial\phi} + I_{\text{я}} r_{\text{я}} = K\Phi\omega + I_{\text{я}} r_{\text{я}}; \\ \omega &= \frac{E_{np} - I_{\text{я}} R_{\text{я}}}{K\Phi}. \end{aligned} \right\} \quad (10.14)$$

З сумісного розв'язання цих рівнянь отримаємо рівняння електромеханічної характеристики замкненої системи:

$$\omega = \frac{U_z K_p K_{np} - I_{\text{я}} R_{\text{я}} \left(1 + \frac{K_{\Sigma H} r_{\text{я}}}{R_{\text{я}}}\right)}{K\Phi(1 + K_{\Sigma H})} = \omega_{o.3} - \Delta\omega_3, \quad (10.15)$$

де $r_{\text{я}}$ – опір якоря двигуна; $R_{\text{я}} = r_{\text{я}} + r_{np}$ – сумарний опір якінного кола; r_{np} – опір перетворювача; $K_{\Sigma H} = K_p K_{np} K_n$ – сумарний коефіцієнт підсилення замкненої системи за наявності від'ємного зворотного зв'язку за напругою.

Для кількісної оцінки ефективності зворотного зв'язку за напругою проаналізуємо складову спаду швидкості в замкненій системі:

$$\Delta\omega_3 = \frac{I_{\text{я}} R_{\text{я}} \left(1 + \frac{K_{\Sigma H} r_{\text{я}}}{R_{\text{я}}}\right)}{K\Phi(1 + K_{\Sigma H})}. \quad (10.16)$$

Для знаходження граничної за жорсткістю механічної характеристики у розглядуваній замкненій системі припустимо, що $K_{\Sigma H} \rightarrow \infty$. Зневажаючи у цьому випадку одиницею біля $K_{\Sigma H}$, отримаємо:

$$\Delta\omega_3 \approx \frac{I_{я} r_{я}}{K\Phi} = \Delta\omega_p,$$

тобто спад швидкості у замкненій системі в межах при $K_{\Sigma n} \rightarrow \infty$ дорівнює спаду швидкості на природній характеристиці при живленні двигуна від джерела нескінченної потужності (внутрішній опір дорівнює нулю). Таким чином, граничною за жорсткістю механічною характеристикою у замкненій за напругою системі є природна характеристика двигуна. Це пояснюється тим, що зворотний зв'язок за напругою в граничному випадку $K_{\Sigma n} \rightarrow \infty$ може лише забезпечити сталість напруги перетворювача, тобто повністю компенсувати спад напруги на внутрішньому опорі перетворювача, що рівнозначно живленню двигуна від мережі.

Отже, зворотний зв'язок за напругою менш ефективний, ніж зворотний зв'язок за швидкістю, який у межах забезпечує абсолютно жорстку характеристику. Можна зробити висновок, що зворотний зв'язок у замкненій системі прагне підтримувати незмінним той параметр, з виходу якого він реалізується.

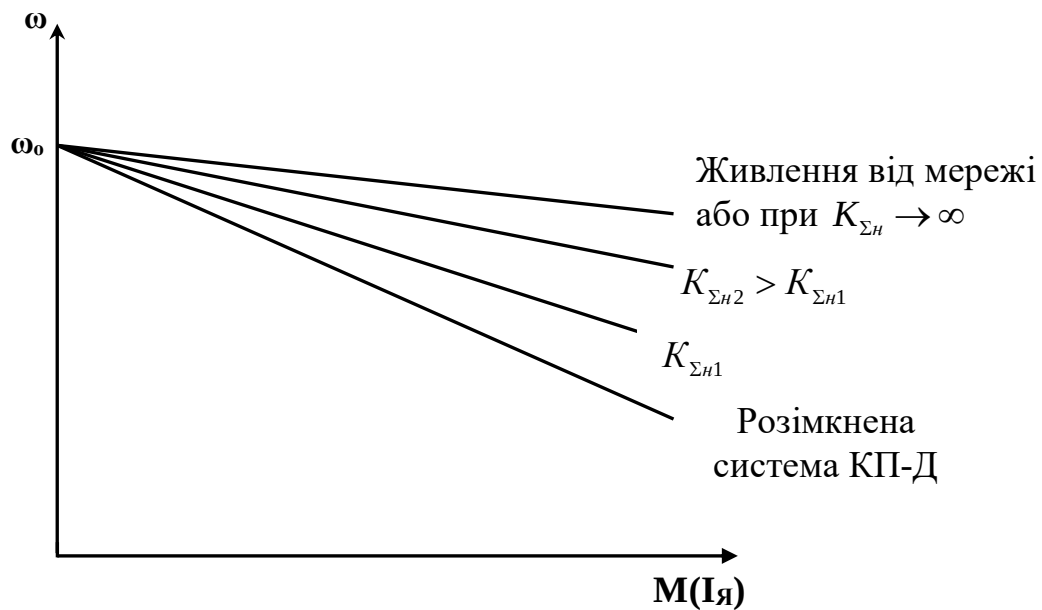


Рис. 10.5. Механічні характеристики замкненої системи КП-Д з від'ємним зворотним зв'язком за напругою

Принцип дії зворотного зв'язку за напругою полягає в такому. Припустимо, що навантаження на валу двигуна збільшилось. При цьому зростає струм якоря, а напруга перетворювача та зворотний зв'язок за напругою зменшуються. Внаслідок збільшується напруга керування U_k , регулятора U_p , перетворювача U_{np} і відповідно швидкість двигуна.

10.4. Система КП-Д із додатним зворотним зв'язком за струмом якоря

Функціональна схема системи КП-Д з додатним зв'язком за струмом якоря наведена на рис. 10.6. У колі якоря встановлений датчик струму (ДС), сигнал якого подається на вхід регулятора, де поєднується із сигналом завдання.

Вхідні рівняння для схеми рис. 10.6:

$$U_p = (U_z + K_c I_a) K_p; \quad (10.17)$$

$$E_{np} = (U_z + K_c I_a) K_p K_{np}; \quad (10.18)$$

$$E_{np} = I_a R_a + K\Phi\omega; \quad (10.19)$$

$$\omega = \frac{U_{np} - I_a R_a}{K\Phi},$$

де K_c – коефіцієнт зворотного зв'язку за струмом.

Із сумісного розв'язання наведених рівнянь отримаємо:

$$\omega = \frac{U_z K_p K_{np} - I_a (R_a - K_{\Sigma c})}{K\Phi} = \omega_{o.3} - \Delta\omega_z, \quad (10.20)$$

де $K_{\Sigma c} = K_p K_{np} K_c$ – сумарний коефіцієнт підсилення системи з додатним зворотним зв'язком за струмом.

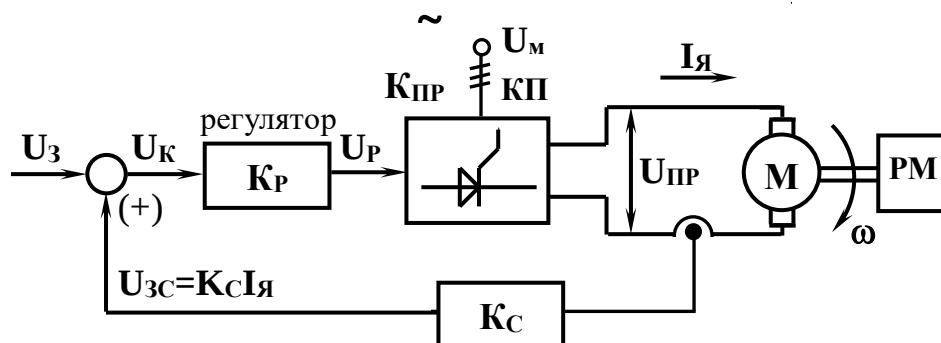


Рис. 10.6. Функціональна схема замкненої системи КП-Д з додатним зворотним зв'язком за струмом

Згідно з (10.20) спад швидкості у замкненій системі

$$\Delta\omega_{зам} = \frac{I_a (R_a - K_{\Sigma c})}{K\Phi}. \quad (10.21)$$

Аналіз цієї залежності показує, що:

- якщо підібрати параметри таким чином, щоб $R_a = K_{\Sigma c}$, то $\Delta\omega_z = 0$ і має місце абсолютно жорстка механічна характеристика (режим повної компенсації);
- при $K_{\Sigma c} > R_a$ має місце режим перекомпенсації та отримується висхідна механічна характеристика, коли зі зростанням навантаження швидкість збільшується. Така характеристика порушує усталеність системи, тому на практиці не використовується;
- якщо $K_{\Sigma c} < R_a$, то має місце недокомпенсація, однак жорсткість характеристики більше, ніж у розімкненій системі.

Характеристики, що відповідають трьом співвідношенням, наведені на рис. 10.7.

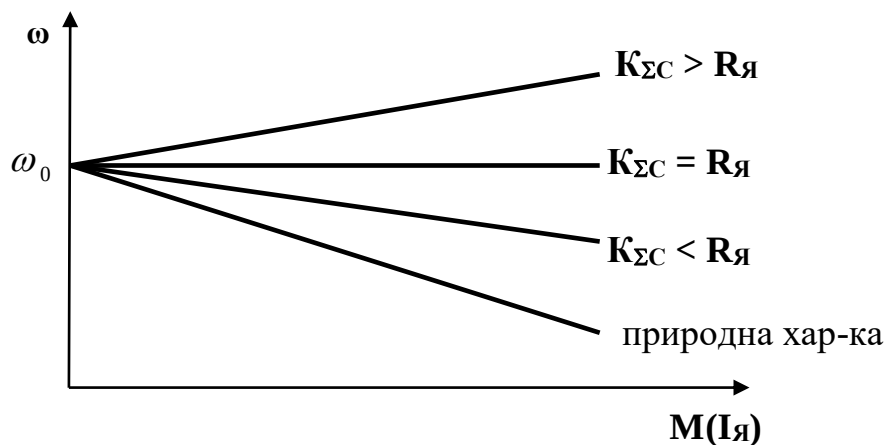


Рис.10.7. Механічні характеристики замкненої системи КП-Д з додатним зворотним зв'язком

Таким чином, при застосуванні додатного зворотного зв'язку за струмом можна теоретично отримати характеристики, що будуть мати будь-яку жорсткість, у тому числі й додатну. Однак внаслідок непостійності коефіцієнта передачі перетворювача реальні характеристики, особливо при великих вхідних сигналах, мають нелінійний характер. Крім того, система розімкнена за швидкістю й при наявності інших збурюючих впливів буде змінюватися швидкість. Тому додатний зворотний зв'язок за струмом застосовується частіше сумісно з іншими, наприклад, зворотним зв'язком за напругою або за швидкістю.

10.5. Обмеження струму та моменту у замкненій системі КП-Д за допомогою нелінійного зворотного зв'язку за струмом

Для забезпечення необхідної жорсткості механічних характеристик, стабільної роботи при малих (повзучих) швидкостях, а також обмеження струму в перехідних режимах та стопорінні двигуна привід повинен мати спеціальну (екскаваторну) характеристику рис. 10.8, б.

У зоні допустимих струмів $I_{я} < I_{від}$ від'ємний нелінійний зворотний зв'язок за струмом не діє, а зворотний зв'язок за швидкістю забезпечує необхідну жорсткість механічної характеристики (ділянка I на рис. 10.8, б).

При перевищенні струмом якоря допустимого значення $I_{я} > I_{від}$ вступає у дію від'ємний зворотний зв'язок за струмом і швидкість двигуна різко зменшується (ділянка II рис. 10.8, б). Двигун зупиняється, працюючи на упор при струмі якоря, що дорівнює стопорному $I_{ст}$.

Нелінійний зворотний зв'язок за струмом (струмова відсічка) працює таким чином. До тих пір, поки струм якоря не перевищує струм відсічки $I_{я} < I_{від}$, спад напруги на шунті $U_{ш}$ менше опорної $U_{ш} < U_{оп}$ (рис. 10.9) і діод VD1 закритий. Напруга зворотного зв'язку за струмом $U_{зс} = 0$. Якщо ж $I_{я} > I_{від}$, то $U_{ш} > U_{оп}$ і діод VD1 відкривається й вводиться у дію від'ємний зворотний зв'язок за струмом. Сигнал $U_{зс}$ зменшує напругу керування і, отже, напругу перетворювача. У результаті цього знижується жорсткість механічної

характеристики (ділянка II рис. 10.8, б). Двигун зупиняється, розвиваючи момент, що відповідає струму стопоріння $I_{ст}$.

У схемах відсічки за струмом (рис. 10.9,а) напруга $U_{ш}$, що знімається з шунта (або іншого датчика струму), порівнюється з опорною напругою $U_{оп}$, пропорційною струму відсічки: $U_{оп} = I_{від} R_{ш}$.

Якщо $U_{ш} < U_{оп}$, то діод VD₁ закритий, оскільки струм у колі може протікати тільки при $U_{ш} > U_{оп}$. При $U_{ш} > U_{оп}$ відкривається діод VD₁ і по резистору R протікає струм, спад напруги на якому є напругою $U_{зс}$ зворотного зв'язку за струмом. Величина струму відсікання регулюється зміною опорної напруги.

У схемі рис. 10.9, б відсічка за струмом здійснюється за допомогою стабілітронів VD₁, VD₂. Коли напруга на виході датчика струму (ДС) $U_{дс} > I_{від} R_{ш}$ на опорі R виникає напруга зворотного зв'язку за струмом $U_{зс}$.

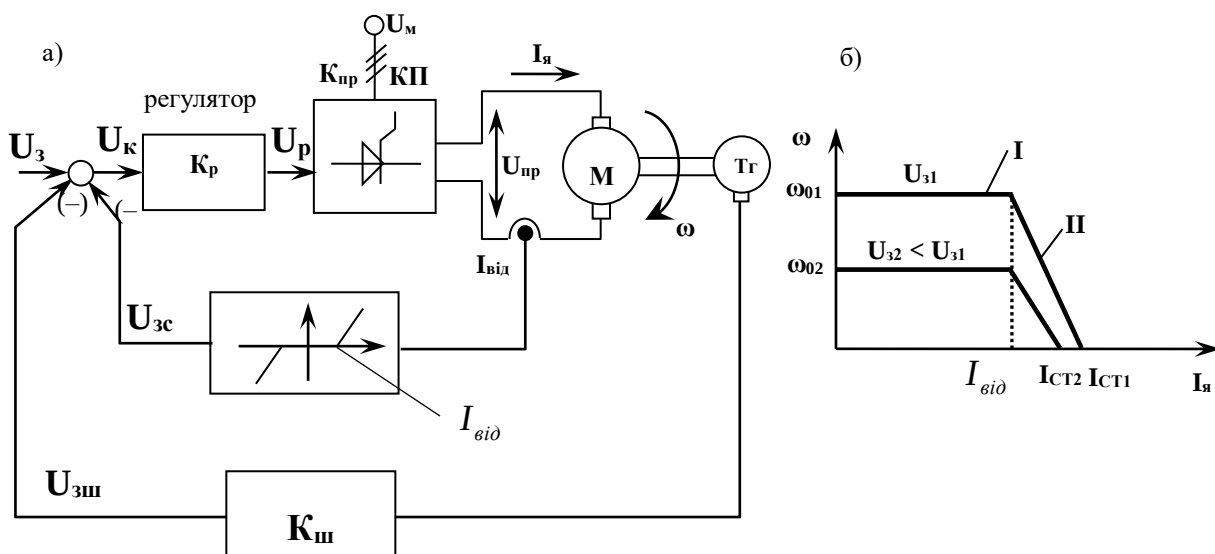


Рис. 10.8. Функціональна схема приводу з від'ємним зворотним зв'язком за швидкістю та нелінійним від'ємним зворотним зв'язком за струмом (а) і механічні характеристики (б)

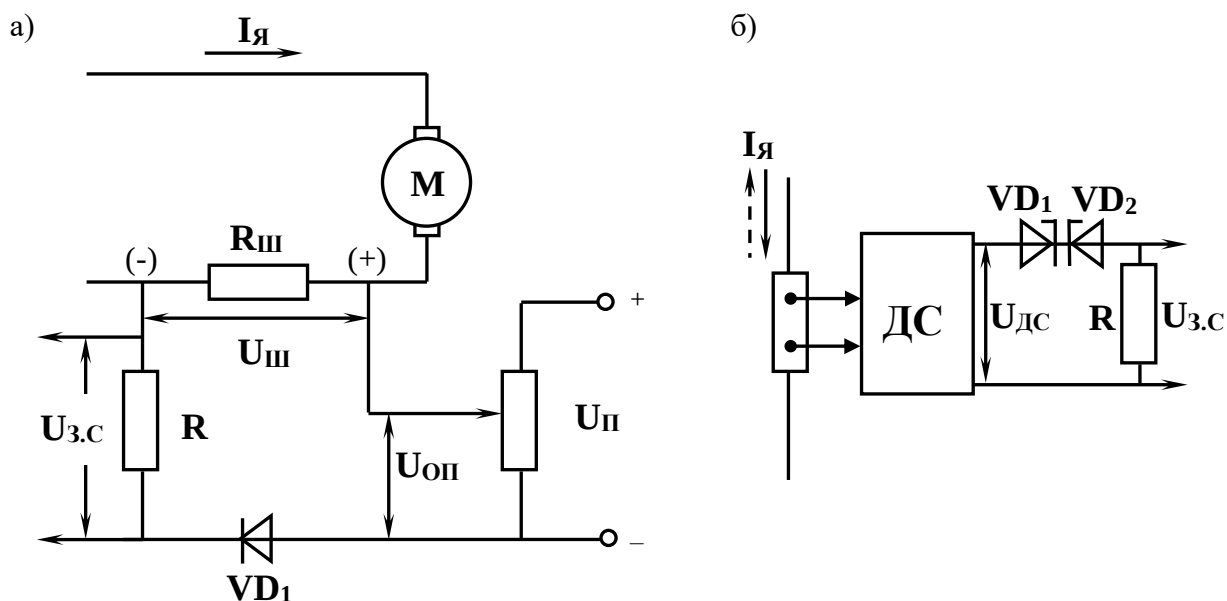


Рис. 10.9. Схеми відсічки за струмом: *а* – з діодом VD₁ та опорною напругою;
б – зі стабілітроном VD₁, VD₂

Відсічка за струмом дозволяє стабілізувати струм (момент) двигуна не тільки в статичному режимі при стопорінні приводу (робота на упор), але й у перехідних режимах (пуск, гальмування, реверс, перехід з однієї характеристики на іншу і т.д.). У результаті дії струмової відсічки у вказаних режимах момент, що розвивається двигуном, залишається практично сталим, а швидкість змінюється за лінійним законом.

Обмеження струму має особливо важливе значення в малоінерційних приводах з тиристорними перетворювачами. Струм якоря, що знаходиться як $I_{\text{я}} = (U_{\text{нр}} - E_{\text{ов}}) / R_{\text{я}}$, за наявності великої керуючої напруги $U_{\text{к}}$ (наприклад, розгін нерухомого двигуна до номінальної швидкості) може різко збільшитися і перевищити допустиме значення. Це зумовлено неповною керованістю тиристорів, які закриваються лише при зниженні струму до нуля. Отже, струмова відсічка не здатна забезпечити якісне обмеження струму у періоди некерованості тиристорів. У тиристорних приводах додатково застосовують випереджаюче обмеження струму, що обмежує рівень сигналу на вході СІФК, щоб напруга тиристорного перетворювача у будь-якому режимі не перевищувала значення $U_{\text{нр}} \leq E_{\text{ов}} + I_{\text{дон}} R_{\text{я}}$. Внаслідок цього струм якоря не перевищує допустимого значення при даній ЕРС двигуна. Причому струм якоря не вимірюється, а оцінюється за різницею ЕРС тиристорного перетворювача та двигуна.

Такий спосіб обмеження дозволяє заздалегідь обмежити кут керування тиристорним перетворювачем, щоб при відомій ЕРС двигуна струм якоря не перевищував допустимого. Для практичної реалізації цього способу обмеження струму на вході СІФК включається елемент з регульованим у функції ЕРС двигуна порогом насичення.

За наявності зворотного зв'язку за струмом рівняння механічної характеристики (ділянка II рис. 10.8, *б*) знаходиться з відповідного рівняння (10.20) для додатного зворотного зв'язку заміною знаку мінус на плюс. З урахуванням цього у режимі стопоріння, коли $I_{\text{я}} = I_{\text{ст}}$, $\omega = 0$ отримаємо з (10.20)

$$0 = U_{\text{з}} K_{\text{р}} K_{\text{нр}} - (I_{\text{ст}} - I_{\text{вiд}})(R_{\text{я}} + K_{\Sigma\text{с}}). \quad (10.22)$$

Звідки сумарний коефіцієнт підсилення

$$K_{\Sigma\text{с}} = \frac{U_{\text{з}} K_{\text{р}} K_{\text{нр}}}{I_{\text{ст}} - I_{\text{вiд}}} - R_{\text{я}}. \quad (10.23)$$

Знаючи $K_{\Sigma c}$, K_p та K_{np} , можна знайти коефіцієнт зворотного зв'язку за струмом, при якому у режимі стопоріння $I_{\text{я}} = I_{\text{cm}}$

$$K_c = \frac{K_{\Sigma c}}{K_p K_{np}}. \quad (10.24)$$

Згідно з (10.23)

$$I_{\text{cm}} = \frac{U_{\text{з}} K_p K_{np}}{R_{\text{я}} + K_{\Sigma c}} + I_{\text{від}}, \quad (10.25)$$

тобто зі зростанням $K_{\Sigma c}$ струм I_{cm} наближається до $I_{\text{від}}$ і друга ділянка характеристики рис. 10.8, б наближається до вертикальної лінії.

10.6. Динамічні властивості системи КП-Д з від'ємним зворотним зв'язком за швидкістю

Структурна схема приводу наведена на рис. 10.10, де $C_e = K\Phi$ – коефіцієнт ЕРС двигуна.

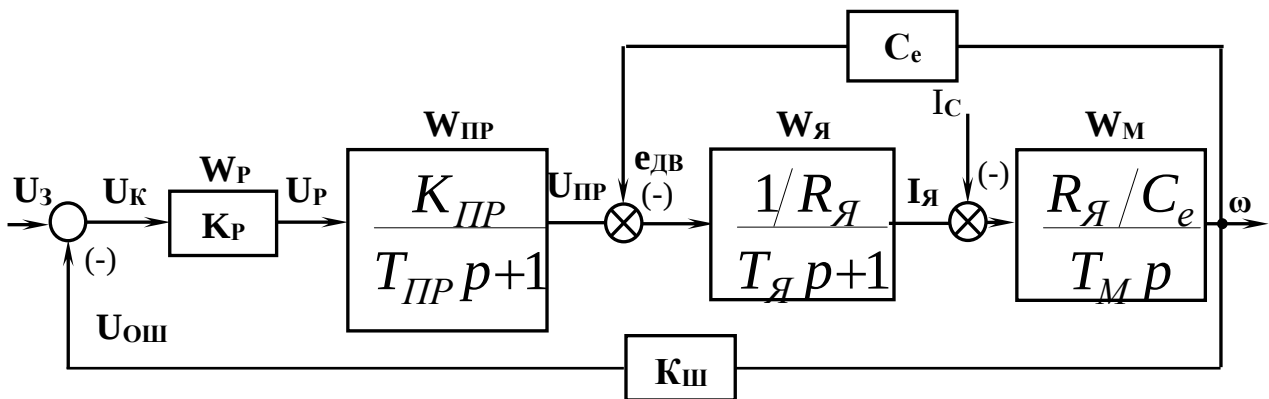


Рис. 10.10. Структурна схема електроприводу з від'ємним зворотним зв'язком за швидкістю

У наведеній структурній схемі тиристорний перетворювач подано аперіодичною ланкою з передаточною функцією

$$W_{np} = \frac{K_{np}}{T_{np} p + 1}. \quad (10.27)$$

Якщо перенести збурюючий вплив за статичним навантаженням на вхід $W_{\text{я}}$, то отримаємо структурну схему, наведену на рис. 10.11.

При одночасному впливі керуючого $U_{\text{з}}$ і збурюючого впливів $I_{\text{с}}$ вихідна величина ω (швидкість двигуна) знаходиться як

$$\omega(p) = \frac{U_3(p)W_1 - I_c W_2}{1 + W_{роз}}, \quad (10.28)$$

де $W_1 = W_p W_{np} W_{\partial\partial}$ – передаточна функція системи за керуючим впливом; $W_p = k_p$ – передаточна функція регулятора; $W_2 = W_f W_{\partial\partial}$ – передаточна функція за збурюючим впливом; $W_{роз} = W_p W_{np} W_{\partial\partial} W_{ш}$ – передаточна функція розімкненої системи; $W_{ш} = K_{ш}$ – передаточна функція зворотного зв'язку за швидкістю.

Розглянемо поведінку системи в динаміці при керуючому впливі. При цьому згідно з рис. 10.11 передаточна функція розімкненої системи:

$$W = \frac{\omega(p)}{U_3(p)} = \frac{K_p K_{np} K_{\partial\partial}}{(T_{np} p + 1)(T_{я} T_{м} p^2 + T_{м} p + 1)}, \quad (10.29)$$

де $K_{\partial\partial} = 1/K_{\Phi}$ – коефіцієнт передачі двигуна.

Якщо знехтувати інерційністю перетворювача, то поведінка двигуна в динаміці, як уже зазначалось, залежить від коефіцієнта затування

$$\xi = 0,5\sqrt{T_{м} / T_{я}}, \quad (10.30)$$

а тривалість перехідного процесу від сталої часу $T_{\partial\partial} = \sqrt{T_{м} T_{я}}$, що характеризує резонансну частоту $\Psi_0 = 1/T_{\partial\partial}$.

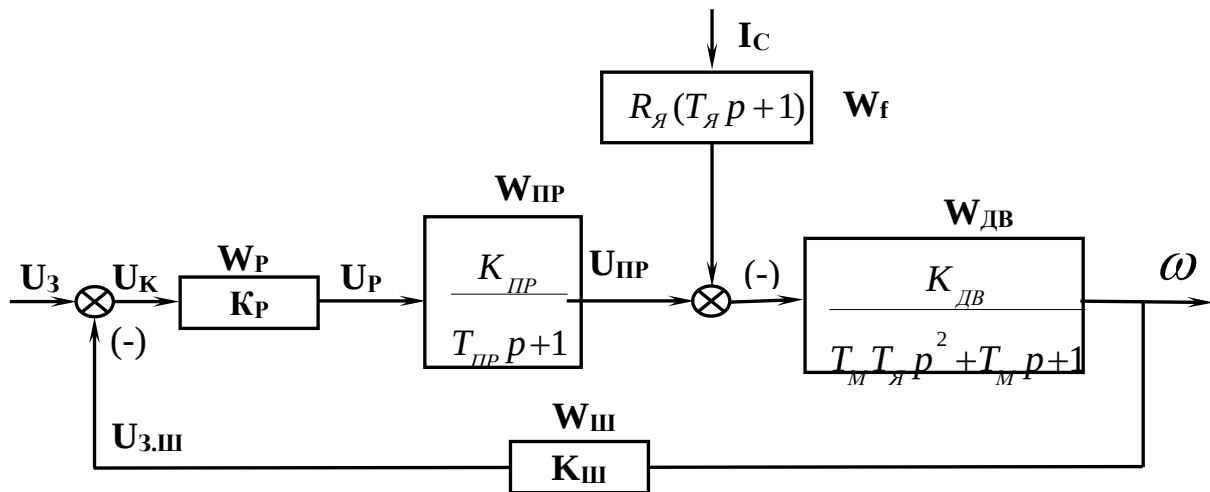


Рис. 10.11. Перетворена структурна схема приводу з від'ємним зворотним зв'язком за швидкістю

Якщо $\xi > 1$, то корені характеристичного рівняння дійсні й від'ємні, а перехідний процес аперіодичний. При $\xi < 1$ корені рівняння комплексно-спряжені з від'ємною дійсною частиною. При цьому перехідний процес має коливальний характер.

Якщо ж $\xi = 0$, то корені суто мнимі й мають місце незатухаючі гармонічні

коливання (граничний випадок).

Проаналізуємо поведінку замкненої системи, передаточна функція якої без врахування інерційності перетворювача з урахуванням (10.29).

$$W_3 = \frac{\omega(p)}{U_3(p)} = \frac{W}{1 + WK_3} = \frac{K_p K_{np} K_{\partial\partial} / (1 + K_\Sigma)}{p^2 T_m T_y / (1 + K_\Sigma) + p T_m / (1 + K_\Sigma) + 1}, \quad (10.31)$$

де $K_\Sigma = K_p K_{np} K_{\partial\partial} K_{\text{ш}}$ – сумарний коефіцієнт підсилення системи.

Згідно з наведеним рівнянням коефіцієнт затухання замкненої системи

$$\xi_3 = \frac{\xi}{\sqrt{1 + K_\Sigma}}, \quad (10.32)$$

а еквівалентна стала часу замкненої системи

$$T_e = \frac{T_{\partial\partial}}{\sqrt{1 + K_\Sigma}}. \quad (10.33)$$

Аналіз рівнянь (10.32) та (10.33) показує, що:

– від’ємний зворотний зв’язок за швидкістю збільшує коливальність перехідного процесу внаслідок зменшення коефіцієнта затухання системи ξ_3 у порівнянні з розімкненою системою;

– швидкодія системи з від’ємним зворотним зв’язком збільшується за рахунок форсування перехідних процесів ($T_e < T_{\partial\partial}$).

З урахуванням інерційності перетворювача передаточна функція замкненої системи за керуючим впливом

$$W_{\text{зам}} = \frac{\omega(p)}{U_3(p)} = \frac{K_p K_{np} K_{\partial\partial}}{(T_{np} p + 1)(T_m T_y p^2 + T_m p + 1) + K_p K_{np} K_{\partial\partial} K_{\text{ш}}}. \quad (10.34)$$

Характеристичне рівняння

$$A(p) = a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0,$$

де $a_3 = T_m T_y T_{np}$; $a_2 = T_m (T_{np} + T_y)$; $a_1 = T_m + T_{np}$; $a_0 = 1 + K_\Sigma$; $K_\Sigma = K_p K_{np} K_{\partial\partial} K_{\text{ш}}$.

Користуючись алгебраїчним критерієм Гурвіца, отримаємо умову стійкості системи

$$T_m (T_{np} + T_y) (T_m + T_{np}) - a_0 T_m T_y T_{np} > 0,$$

звідки

$$K_{\Sigma} < \frac{T_{\Sigma} (T_{\Sigma} + T_{np}) (T_{\Sigma} + T_{np})}{T_{\Sigma} T_{\Sigma} T_{np}}.$$

Або

$$K_{\Sigma} < \frac{T_{\Sigma}}{T_{np}} + \frac{T_{\Sigma}}{T_{\Sigma}} + \frac{T_{np}}{T_{\Sigma}}. \quad (10.35)$$

У дійсності сумарний коефіцієнт підсилення системи $K_{\Sigma} = K_p K_{np} K_{\partial\partial} K_{\Sigma}$ повинен бути менше, ніж знайдене значення за (10.35), тому що для надійної роботи приводу потрібен певний запас за стійкістю.

Таким чином, при виборі параметрів регульованого замкненого електроприводу завжди необхідно враховувати протиріччя між точністю $\Delta\omega_{\Sigma} = \Delta\omega_p / (1 + K_{\Sigma})$ та стійкістю системи, що знаходять за допомогою (10.35).

Приклад 10.2. Проаналізуємо на чисельному прикладі, який вплив на характер перехідних процесів надає від'ємний зворотний зв'язок за швидкістю й інерційність тиристорного перетворювача при пуску приводу без навантаження.

Параметри системи:

$T_{np} = 0,005$ с; $T_{\Sigma} = 0,043$ с; $T_{\Sigma} = 0,045$ с; $U_{\Sigma} = 220$ В; $\omega_{\Sigma} = 157$ 1/с;
 $I_{\Sigma} = 139$ А; $K_{np} = 30$; $K_{\partial\partial} = 1/K\Phi = 0,784$ рад/(В·с); сумарний опір якійного кола
 $R_{\Sigma} = 0,23$ Ом; напруга, що задає, $U_{\Sigma, \max} = 10$ В; пуск реалізується при $U_{\Sigma} = 5$ В;
 $\xi = 0,5$. Приймаємо коефіцієнт зворотного зв'язку:

$$K_{\Sigma} = \frac{U_{\Sigma, \max}}{\omega_{\Sigma}} = \frac{10}{157} = 0,063 \text{ В·с/рад.}$$

Комп'ютерні графіки перехідного процесу наведені на рис. 10.12. Криві швидкості (1) та струму (2) отримані при врахуванні інерційності перетворювача. Там же для порівняння наведені криві швидкості (3) і струму якоря (4) з безінерційним перетворювачем та прямого пуску в розімкненій системі.

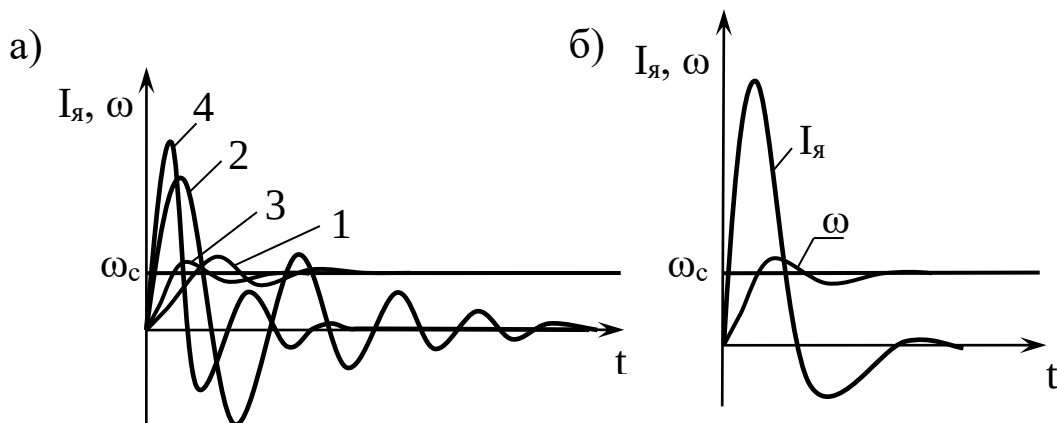


Рис. 10.12. Криві швидкості (1) та струму (2) при пуску двигуна без навантаження в системі КП-Д з від'ємним зворотним зв'язком за швидкістю з урахуванням інерційності перетворювача та криві швидкості (3) і струму (4) з безінерційним перетворювачем (а) і прямий пуск у розімкненій системі (б)

Якщо у розглядуваному випадку застосувати ПІ-регулятор з передаточною функцією

$$W_p = K_p \frac{T_p p + 1}{T_p p},$$

то, нехтуючи інерційністю перетворювача, отримаємо за аналогією з (10.29) передаточну функцію розімкненої системи

$$W = \frac{\omega(p)}{U_\kappa(p)} = \frac{K_p K_{np} K_{\partial\phi} (T_p p + 1)}{T_p p (T_m T_\gamma p^2 + T_m p + 1)}. \quad (10.36)$$

При цьому з урахуванням (10.31) передаточна функція замкненої системи

$$W_\Sigma = \frac{K_p K_{np} K_{\partial\phi} (T_p p + 1)}{T_p p (T_m T_\gamma p^2 + T_m p + 1) + K_\Sigma (T_p p + 1)}. \quad (10.37)$$

Відповідно з (10.37) характеристичне рівняння має вигляд:

$$A(p) = a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0, \quad (10.38)$$

де $a_3 = T_m T_\gamma T_p$; $a_2 = T_m T_p$; $a_1 = T_p (1 + K_\Sigma)$; $a_0 = K_\Sigma$; $K_\Sigma = K_p K_{np} K_{\partial\phi} K_{\text{ш}}$.

Згідно з критерієм Гурвіца система стійка, якщо

$$a_2 a_1 - a_3 a_0 > 0,$$

тобто

$$T_p (1 + K_\Sigma) > T_\gamma K_\Sigma. \quad (10.39)$$

Звідки

$$K_\Sigma \leq \frac{T_p}{T_\gamma - T_p}.$$

Якщо вибрати $T_\gamma = T_p$, то теоретично зберігається стійкість при $K_\Sigma \rightarrow \infty$.

Отже, у системі з ПІ-регулятором обмеження за стійкістю носять менш жорсткий характер і протиріччя між точністю та стійкістю можна легко усунути. Тому параметри системи вибирають, виходячи з вимог якості перехідних процесів.

Розглянемо вплив ПІ-регулятора на статичну точність системи. Для цього необхідно у передаточну функцію (10.28), отриману при одночасному впливі керуючого й збурюючого впливів, підставити відповідні передаточні функції ланок. Внаслідок цього отримаємо:

$$\omega(p) = U_z(p) \frac{K_p K_{np} K_{\partial\theta} (1 + T_p p)}{A(p)} - M_c(p) \frac{(1/\beta) T_p p (1 + T_y p) (1 + T_{np} p)}{A(p)}, \quad (10.40)$$

де $A(p) = a_4 p^4 + a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0$; $a_4 = T_m T_y T_{np} T_p$; $a_3 = T_m T_p (T_y + T_{np})$;
 $a_2 = T_p (T_m + T_{np})$; $a_1 = T_p (1 + K_\Sigma)$; $a_0 = K_p K_{np} K_{\partial\theta} K_{ui} = K_\Sigma$; β – модуль жорсткості механічної характеристики.

Згідно з (10.40) у статичному режимі при $p=0$ отримаємо $\Delta\omega \rightarrow 0$. Це означає, що жорсткість статичних характеристик електроприводу з ПІ-регулятором швидкості нескінченно велика і діапазон регулювання повинен прагнути до нескінченності. Вмикання інтегруючої ланки в прямий канал регулювання робить систему астатичною, в якій статична похибка, що викликана моментом опору, дорівнює нулю.

Однак, якщо при низьких частотах, коли $p \rightarrow 0$, застосувати більш точну передаточну функцію ПІ-регулятора, яка враховує кінцеве значення вхідного опору та коефіцієнта підсилення K_n операційного підсилювача, то передаточна функція ПІ-регулятора на ділянці низьких частот має вигляд:

$$W_{p(0)} = \frac{K_n}{1 + K_{ex}/K_p}, \quad (10.41)$$

де K_n – коефіцієнт підсилення операційного підсилювача, на базі якого побудовано регулятор; $K_{ex} = R_{out}/R_{ex}$; R_{ex} – вхідний опір підсилювача, прийнятий суто активним; R_{out} – опір у колі зворотного зв'язку ПІ-регулятора.

З врахуванням (10.41) маємо з (10.40)

$$\Delta\omega_c = \frac{(1/\beta)M_c}{1 + W_{p(0)}K_{np}K_{\partial\phi}K_{ui}}. \quad (10.42)$$

За умови, що K_n – велике, а $K_{ex} \approx 1$, отримаємо з (10.42)

$$\Delta\omega_c = \frac{M_c}{\beta K_n K_{np} K_{\partial\phi} K_{ui}}, \quad (10.43)$$

де β – модуль жорсткості статичної характеристики.

10.7. Динамічні властивості системи КП-Д з від'ємним зворотним зв'язком за напругою перетворювача

Структурна схема приводу наведена на рис. 10.13, на якій від'ємний зворотний зв'язок за напругою подано у вигляді суми двох зворотних зв'язків:

- зворотний зв'язок за ЕРС перетворювача;
- додатний зворотний зв'язок за струмом якоря.

Згідно з рис. 10.13 можна без урахуванням M_c скласти вхідні рівняння системи:

$$\frac{(U_z - U_{zn} + U_{zc})K_p K_{np}}{T_{np}p + 1} = e_{np}; \quad \frac{(e_{np} - e_{\partial\phi})(1/R_{\partial\phi})}{T_{\partial\phi}p + 1} = i_{\partial\phi}; \quad \frac{i_{\partial\phi}K_{\partial\phi}R_{\partial\phi}}{T_{\partial\phi}p} = \omega, \quad (10.45)$$

де $U_{zn} = K_n e_{np}$; $U_{zc} = i_{\partial\phi} R_{\partial\phi} K_n$ – напруга зворотного зв'язку за ЕРС перетворювача

та струмом якоря; K_H – коефіцієнт зворотного зв'язку за напругою; $K_{\partial\phi} = 1/K\Phi$ – передаточний коефіцієнт двигуна.

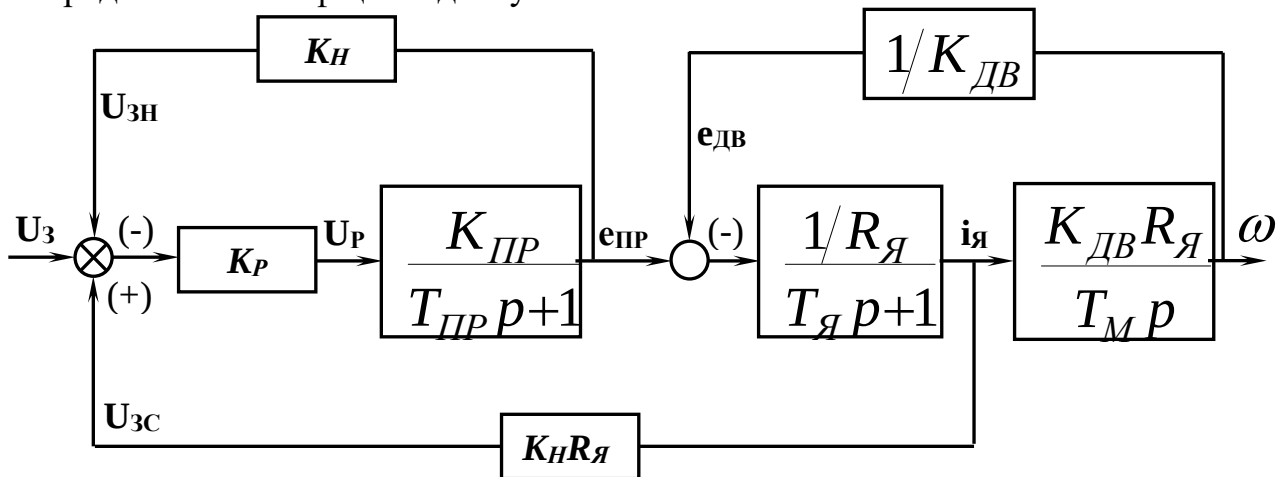


Рис. 10.13. Структурна схема системи КП-Д з від'ємним зворотним зв'язком за напругою

Із сумісного розв'язання наведених виразів передаточна функція замкненої системи

$$W_3 = \frac{\omega(p)}{U_3(p)} = \frac{K_p K_{np} K_{\partial\phi}}{a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0}, \quad (10.46)$$

де $a_3 = T_m T_{\text{я}} T_{np}$; $a_2 = T_m T_{\text{я}} (1 + K_{\Sigma H}) + T_m T_{np}$; $a_1 = T_{np} + T_m (1 + K_{\Sigma H})$; $a_0 = 1 + K_{\Sigma H}$; $K_{\Sigma H} = K_p K_{np} K_H$ – сумарний коефіцієнт підсилення системи.

Поділивши праву частину на $1 + K_{\Sigma H}$, отримаємо:

$$W_3 = \frac{K}{T_{np}^* T_m T_{\text{я}} p^3 + T_m (T_{np}^* + T_{\text{я}}) p^2 + (T_{np}^* + T_m) p + 1}, \quad (10.47)$$

де $K = \frac{K_p K_{np} K_{\partial\phi}}{1 + K_p K_{np} K_H}$; $T_{np}^* = \frac{T_{np}}{1 + K_{\Sigma H}}$.

Отже, зворотний зв'язок за напругою перетворювача зменшує коефіцієнт підсилення та еквівалентну сталу часу перетворювача T_{np}^* .

Наявність у сигналі зворотного зв'язку додатної складової, що пропорційна струму навантаження, погіршує демпфірувальні властивості замкненої системи.

Відзначимо далі, що, якщо знехтувати інерційністю перетворювача, то характер перехідних процесів у замкненій системі залежить тільки від параметрів самого двигуна, тому що зворотний зв'язок за напругою впливає тільки на коефіцієнти підсилення регулятора та перетворювача, охоплених цим зв'язком.

Приклад 10.3. Проаналізуємо на чисельному прикладі, який вплив на характер перехідного процесу надають зворотні зв'язки за напругою та ЕРС

перетворювача. Параметри системи ті ж, що й у прикладі 10.2. Коефіцієнти зворотного зв'язку за ЕРС та напругою приймаються однаковими при $U_{з. \max} = 10 \text{ В}$, які дорівнюють $K_n = 10/220 = 0,045$.

Пуск приводу реалізується при $U_з = 5 \text{ В}$. Результати моделювання наведені на рис. 10.14. Крива 1 відповідає зворотному зв'язку за напругою, крива 2 побудована для зворотного зв'язку за ЕРС перетворювача без урахування додатної складової за струмом якоря, а крива 3 характеризує перехідний процес у розімкненій системі.

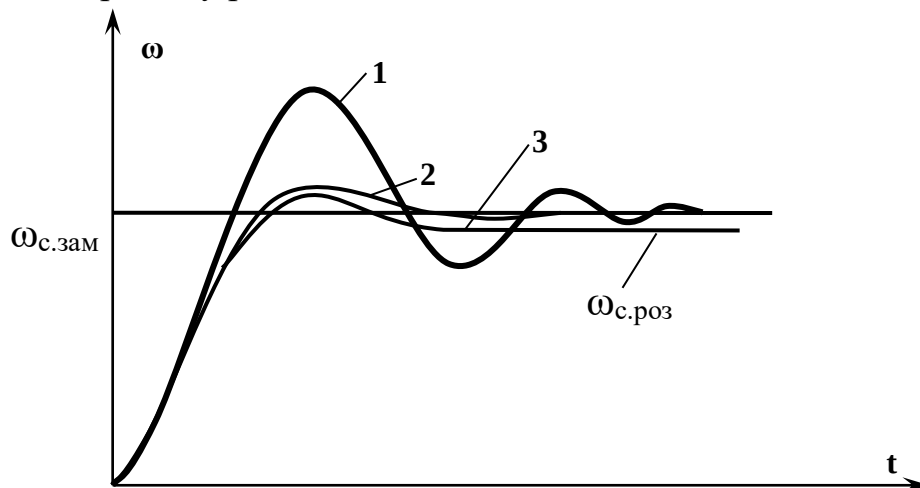


Рис. 10.14. Криві перехідного процесу в системі КП-Д:
1 – зворотний зв'язок за напругою; 2 – зворотний зв'язок за ЕРС; 3 – розімкнена система

Зіставляючи наведені криві видно, що від'ємний зворотний зв'язок за напругою породжує найбільше перерегулювання, внаслідок наявності додатної складової за струмом.

10.8. Динамічні властивості системи КП-Д зі зворотним зв'язком за струмом

Структурна схема системи зі зворотним зв'язком за струмом зображена на рис. 10.15, де знак плюс відноситься до додатного зворотного зв'язку.

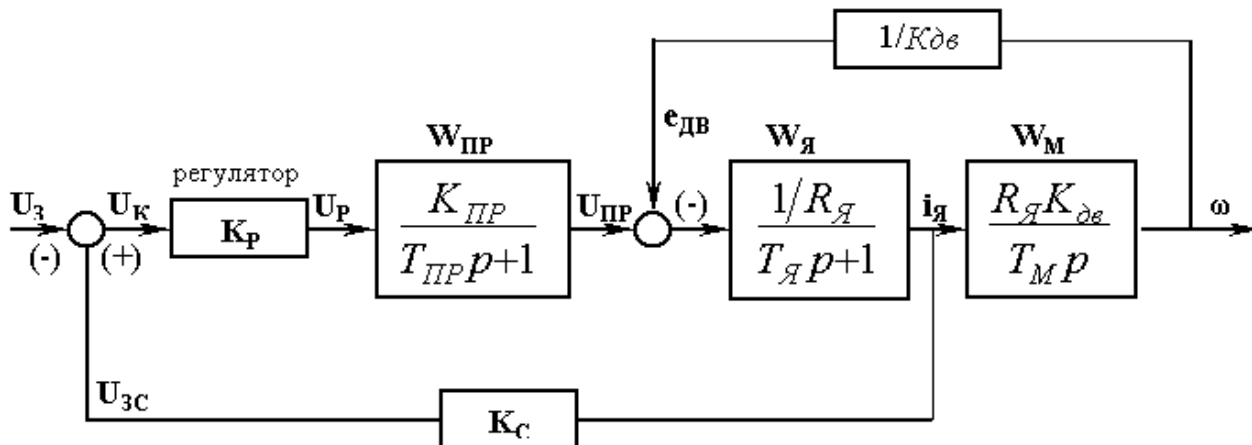


Рис. 10.15. Структурна схема системи КП-Д зі зворотним зв'язком за струмом: знак плюс – додатний зворотний зв'язок, а знак мінус – від'ємний

Якщо перенести зворотний зв'язок за ЕРС двигуна на вихід передаточної функції якірного кола $W_{я}$, а потім перейти до $W_{я.зам}$, то отримаємо структурну схему, що наведена на рис. 10.16.

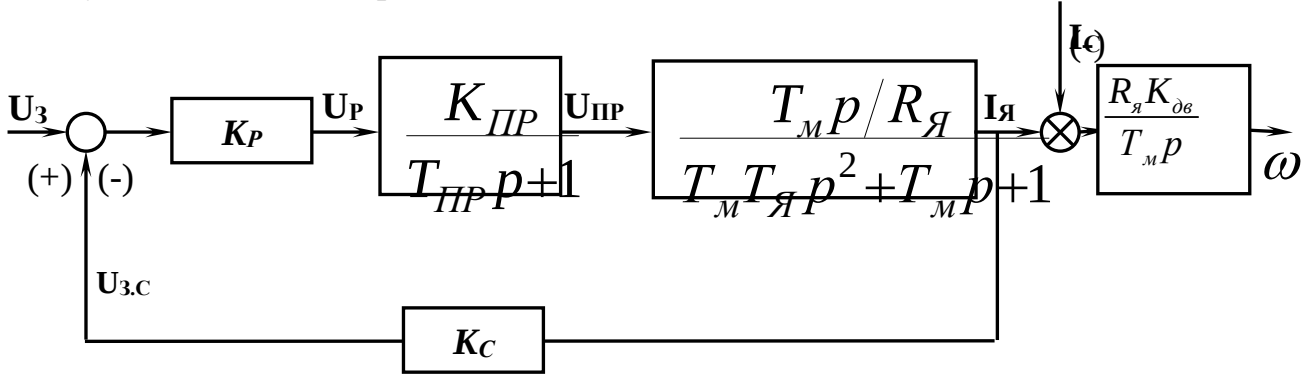


Рис. 10.16. Перетворена структурна схема системи КП-Д зі зворотним зв'язком за струмом

Якщо знехтувати інерційністю перетворювача, то передаточна функція розімкненого контуру струму

$$W_c = \frac{K_p K_{np} (1/R_{я}) T_m p}{T_{я} T_m p^2 + T_m p + 1}. \quad (10.48)$$

Передаточна функція замкненого контуру струму

$$W_{з.с} = \frac{K_p K_{np} (1/R_{я}) T_m p}{T_{я} T_m p^2 + T_m p (1 \pm K_{\Sigma c} / R_{я}) + 1}, \quad (10.49)$$

де $K_{\Sigma c} = K_p K_{np} K_c$ – сумарний коефіцієнт підсилення системи.

У наведеному рівнянні знак плюс відноситься тепер до від'ємного зворотного зв'язку, а знак мінус – до додатного.

Передаточна функція системи за швидкістю

$$W = \frac{W_{з.с} R_{я} K_{об}}{T_m p} = \frac{K_p K_{np} K_{об}}{T_{я} T_m p^2 + T_m p (1 \pm K_{\Sigma c} / R_{я}) + 1}, \quad (10.50)$$

де $K_{об} = 1/K_{\Phi}$ – коефіцієнт передачі двигуна.

Характер перехідних процесів залежить від коренів характеристичного рівняння

$$T_{я} T_m p^2 + T_m p (1 \pm K_{\Sigma c} / R_{я}) + 1 = 0. \quad (10.51)$$

Відомо, що для коливальної ланки характер перехідного процесу можна

оцінити за коефіцієнтом згасання ξ та частоті власних коливань Ψ_0 .

Зіставляючи (10.50) з передаточною функцією типової коливальної ланки

$$W_k = \frac{1}{T^2 p^2 + 2\xi T p + 1},$$

отримаємо вирази для:

– коефіцієнта згасання замкненої системи

$$\xi_z = \xi(1 \pm K_{\Sigma c}/R_y), \quad (10.52)$$

де $\xi = 0,5\sqrt{T_m/T_y}$ – коефіцієнт згасання розімкненої системи;

– частоти власних коливань $\psi_z = \psi_{раз} = 1/\sqrt{T_y T_m}$.

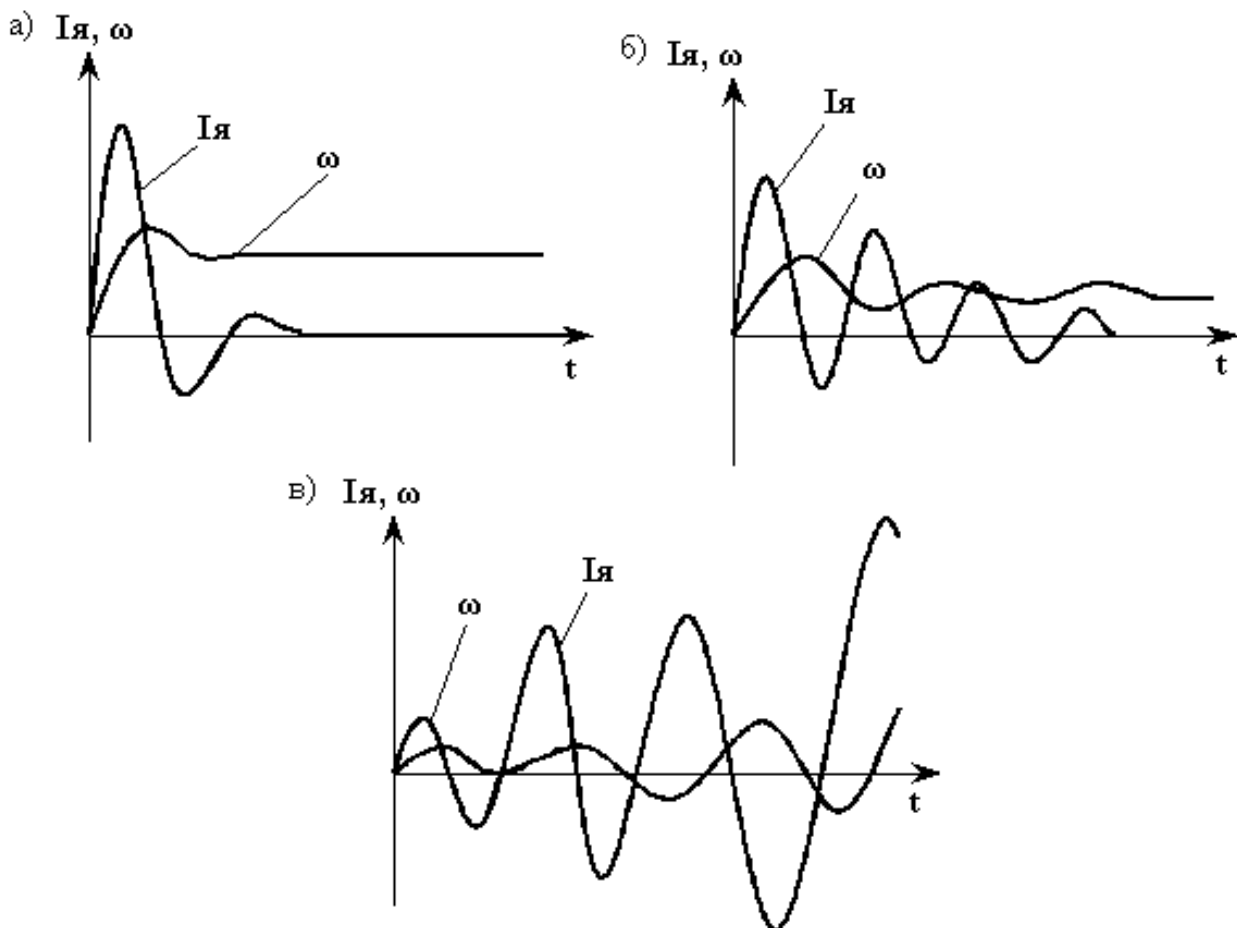


Рис. 10.17. Криві перехідного процесу в системі КП-Д з додатним зворотним зв'язком за струмом: а – $K_{\Sigma c} = 0,5R_y$; б – $K_{\Sigma c} = 0,75R_y$; в – $K_{\Sigma c} = 1,3R_y$

З (10.52) видно, що додатний зворотний зв'язок (знак мінус у рівнянні) зменшує коефіцієнт згасання і внаслідок цього перехідний процес становиться

більш коливальним. Від'ємний зворотний зв'язок, навпаки, зменшує коливальність системи (ξ_z збільшується).

Проаналізуємо вплив сумарного коефіцієнта системи $K_{\Sigma c} = K_p K_{np} K_c$ на поведінку системи в динаміці:

– режим недокомпенсації $K_{\Sigma c} < R_y$, при цьому коефіцієнт характеристичного рівняння (10.51) при p додатний і $\xi_z < \xi$. Система стійка, але коливальність збільшується;

– режим повної компенсації $K_{\Sigma c} = R_y$. У цьому разі коефіцієнт при p у (10.51) дорівнює нулю, $\xi_z = 0$ і в системі виникають незатухаючі гармонічні коливання;

– режим перекомпенсації $K_{\Sigma c} > R_y$. При цьому коефіцієнт при p у (10.51) від'ємний, система стає нестійкою – розбіжний перехідний процес (рис. 10.17, в).

Приклад 10.4. Проаналізуємо поведінку систему в динаміці у функції інтенсивності додатного зворотного зв'язку за струмом. Параметри системи ті ж, що й у прикладі 10.2.

Результати математичного моделювання наведені на рис. 10.17.

10.9. Система КП-Д із модальним регулятором

Під модальним керуванням звичайно розуміють метод синтезу САР, за допомогою якого формується бажаний розподіл коренів характеристичного полінома на комплексній площині. Для цього використовують узагальнені характеристичні поліноми з відомою стандартною формою перехідного процесу. Для більшого узагальнення стандартні характеристичні поліноми нормуються певним чином та надаються у відносному часі $\tau = Kt$, де K – середньгеометричний корінь характеристичного рівняння (або коефіцієнт нормування), який непрямо характеризує швидкодію.

У технічній літературі наводиться ряд стандартних нормованих характеристичних поліномів для систем різного порядку, що забезпечують нормовану форму перехідного процесу, виходячи з різних інтегральних критеріїв якості. Це дозволяє з низки стандартних форм перехідного процесу вибрати одну, що найбільш повно задовольняє вимогам проектного електроприводу. Стосовно до електроприводу найбільш використовуваними є стандартні поліноми Баттерворта, інтегрально-технічний оптимум (ІТО), Бесселя, Чебишева, біноміальний та ін.

Загальний порядок розрахунку параметрів САР за нормованими рівняннями полягає у виборі стандартного рівняння, що задовольняє задану якість процесів. Потім підбором параметрів регулятора та зворотних зв'язків добиваються рівності коефіцієнтів при однакових степенях p проекрованої системи та вибраного стандартного полінома.

У системах з модальним керуванням на вхід регулятора подаються сигнали зворотних зв'язків за всіма змінними стану, виміряними безпосередньо за

допомогою різноманітних датчиків. При цьому структурна схема приводу без урахування внутрішнього зворотного зв'язку за ЕРС двигуна (яка може бути скомпенсована відомими методами) набуває вигляд (рис. 10.18).

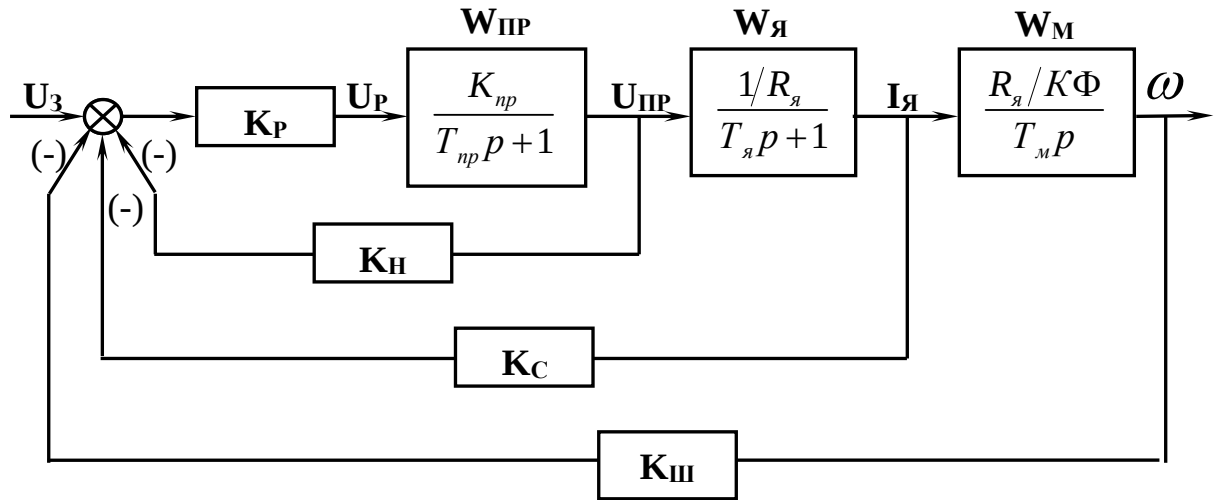


Рис. 10.18. Структурна схема системи КП-Д з модальним регулятором

Для розрахунку параметрів регулятора та коефіцієнтів передач зворотних зв'язків за напругою перетворювача K_n , струмом якоря K_c та швидкістю двигуна $K_{ш}$ необхідно отримати передаточну функцію замкненої системи, шляхом почергового згортання передаточних функцій окремих контурів регулювання.

Згідно зі структурною схемою рис. 10.18 передаточна функція замкненого контуру напруги

$$W_{з.н} = \frac{K_p K_{np}}{T_{np} p + 1 + K_{\Sigma n}}, \quad (10.54)$$

де $K_{\Sigma n} = K_p K_{np} K_n$ – сумарний коефіцієнт підсилення замкненого контуру напруги.

Передаточна функція розімкненого контуру струму

$$W_c = \frac{K_p K_{np} (1/R_y)}{(T_{np} p + 1 + K_{\Sigma n})(T_y p + 1)}. \quad (10.55)$$

Передаточна функція замкненого контуру струму

$$W_{з.с} = \frac{K_p K_{np} (1/R_y)}{T_{np} T_y p^2 + p [T_{np} + (1 + K_{\Sigma n}) T_y] + (1 + K_{\Sigma c} + K_{\Sigma n})},$$

де $K_{\Sigma c} = \frac{K_p K_{np} K_c}{R_y}$ – сумарний коефіцієнт підсилення контуру струму

Діючи аналогічним способом, отримаємо передаточну функцію замкненого контуру швидкості

$$W_{з.ш} = \frac{K_{\Sigma ш}}{p^3 T_{np} T_y T_m + p^2 T_m [T_{np} + (1 + K_{\Sigma н}) T_y] + p(1 + K_{\Sigma c} + K_{\Sigma н}) T_m + K_{\Sigma ш} K_{ш}}, \quad (10.56)$$

де $K_{\Sigma ш} = K_p K_{np} K_{ов}$ – результуючий коефіцієнт підсилення контуру швидкості.

З (10.56) характеристичне рівняння замкненої системи

$$A(p) = p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0 = 0, \quad (10.57)$$

$$\text{де } a_2 = \frac{T_{np} + (K_{\Sigma н} + 1) T_y}{T_y T_{np}}; \quad a_1 = \frac{1 + K_{\Sigma н} + K_{\Sigma c}}{T_y T_{np}}; \quad a_0 = \frac{K_{\Sigma ш} K_{ш}}{T_{np} T_y T_m}.$$

Вводячи новий оператор диференціювання $S = p/K$, перейдемо до відносного часу $\tau = Kt$, де K – коефіцієнт нормування (середньогометричний корінь), що непрямо характеризує швидкодію системи. У результаті цього отримаємо з (10.57)

$$S^3 + \frac{a_2}{K} S^2 + \frac{a_1}{K^2} S + \frac{a_0}{K^3} = 0. \quad (10.58)$$

Стандартний характеристичний поліном третього порядку з нормованим розподілом коренів характеристичного рівняння записується у вигляді:

$$S^3 + A_{2H} S^2 + A_{1H} S + 1 = 0. \quad (10.59)$$

Прирівнюючи коефіцієнти при однакових степенях p вхідного рівняння (10.58) та нормованого (10.59) з відомими показниками якості перехідного процесу, можна розрахувати параметри регулятора та зворотних зв'язків. Внаслідок прирівнювання коефіцієнтів отримаємо:

$$\left. \begin{aligned} \frac{T_{np} + (K_{\Sigma n} + 1)T_{\text{я}}}{T_{\text{я}}T_{np}K} &= A_{2H}; \\ \frac{1 + K_{\Sigma c} + K_{\Sigma n}}{T_{\text{я}}T_{np}K^2} &= A_{1H}; \\ \frac{K_{\Sigma u}K_u}{T_{\text{я}}T_{np}T_mK^3} &= 1. \end{aligned} \right\} \quad (10.60)$$

Часто приймають $K = 1/T_{\mu}$, а коефіцієнти підсилення регуляторів знаходять виходячи з необхідної статичної точності.

Із сумісного розв'язання (10.60) знаходимо коефіцієнти зворотних зв'язків за напругою, струмом і швидкістю:

$$K_n = \frac{A_{2H}T_{\text{я}} - (T_{np} + T_{\text{я}})}{T_{\text{я}}K_pK_{np}}; K_c = \frac{R_{\text{я}}[A_{1H}T_{\text{я}}/T_{np} - (1 + K_{\Sigma n})]}{K_pK_{np}}; K_u = \frac{T_mT_{\text{я}}}{T_{np}^2K_{\Sigma u}}.$$

Як приклад у табл. 10.1 наведено показники якості перехідного процесу для ряду нормованих рівнянь третього порядку.

Таблиця 10.1

Критерій настроювання	Коефіцієнти нормованого рівняння		Перерегулю- вання σ , %	$t_{\sigma n}$	$t_{пер.н}$
	A_{2H}	A_{1H}			
Баттерворта	2	2	7,1	5	5,9
ІТО	1,75	2,15	3	5	3,6
Соколова	1,98	2,38	0	0	4,3
Чебишева	1,86	1,93	9,5	4,6	4,9

У таблиці позначено: $t_{\sigma n}$ – відносний нормований час зростання вихідної величини до максимального значення; $t_{пер.н}$ – нормований час перехідного процесу, при якому вихідна величина відрізняється менше, ніж на 5% від усталеного значення.

Недоліками системи модального регулювання є: складність реалізації незалежного (роздільного) регулювання проміжних змінних; неможливість забезпечити уніфікацію настроювання САР; складність обмеження регульованих координат; чуттєвість до змін параметрів системи.

Перевагою систем з модальним регулятором є висока швидкодія.

Контрольні запитання

1. Призначення систем автоматичного регулювання.

2. Яким чином реалізується автоматичне регулювання координат?
3. Назвіть основні збурюючі впливи замкнених систем.
4. Основний принцип побудови замкнених систем.
5. Який взаємозв'язок показників точності та діапазону регулювання?
6. Чим обмежується максимальний коефіцієнт підсилення системи?
7. Вплив коефіцієнта підсилення на точність та діапазон регулювання.
8. Перечисліть основні структури замкнених систем регулювання.
9. Призначення та принцип дії САР зі зворотним зв'язком за швидкістю.
10. Який із зворотних зв'язків (за швидкістю або напругою) більш ефективний з точки зору забезпечення діапазону регулювання?
11. Недоліки системи КП-Д з додатним зворотним зв'язком за струмом.
12. Яким чином обмежується струм якоря у перехідних режимах та стопорінні приводу в системах КП-Д з одним регулятором?
13. Вплив від'ємного зворотного зв'язку за швидкістю на динамічні властивості системи КП-Д.
14. Вплив від'ємного зворотного зв'язку за напругою перетворювача на динамічні властивості системи КП-Д.
15. При яких умовах система КП-Д із додатним зворотним зв'язком за струмом знаходиться на межі стійкості?
16. При яких умовах у системі КП-Д з додатним зворотним зв'язком за струмом має місце нестійкий розбіжний перехідний процес?
17. Принцип побудови та параметричного синтезу систем з модальним регулятором.

11. СИСТЕМИ ПІДПОРЯДКОВАНОГО РЕГУЛЮВАННЯ КООРДИНАТ З ПОСЛІДОВНОЮ КОРЕКЦІЄЮ

11.1. Загальні положення

Основними недоліками систем електроприводу з загальним підсумовуючим підсилювачем (регулятором) є:

- неможливість оптимального настроювання одночасно всіх регульованих величин, тому що зі зміною настроювання однієї зі змінних неминуче змінюються настроювання інших контрольованих величин;
- велика різноманітність структур, що ускладнює проектування й уніфікацію систем електроприводу;
- труднощі обмеження регульованих змінних;
- велика чутливість до змін параметрів системи.

Зазначених недоліків позбавлені системи підпорядкованого регулювання координат з послідовною корекцією, що знаходять широке застосування у всіх галузях промисловості.

Характерною рисою систем підпорядкованого регулювання є те, що кількість регуляторів і контурів регулювання дорівнює кількості регульованих координат. Причому регулятори з'єднуються послідовно, а вихідний сигнал попереднього регулятора є завданням для наступного. Отже, один регулятор підпорядкований іншому, що і послужило назвою даної системи. Обмеження регульованої координати досягається обмеженням сигналу її завдання.

Крім того, контури регулювання підпорядковані один одному за принципом убунання швидкодії від швидкодіючих внутрішніх контурів до повільних зовнішніх. Завдяки такому поділу процесів у часі, що досягається відповідним настроюванням контурів, виявляється можливим робити настроювання і розглядати динаміку кожного контуру незалежно один від одного. Це є основною перевагою систем підпорядкованого регулювання.

Стосовно до електроприводів постійного струму з тиристорними перетворювачами системи підпорядкованого регулювання містять два контури: основний (зовнішній) контур регулювання швидкості та підпорядкований йому внутрішній контур струму. Електропривід, що стежить, містить три контури: зовнішній контур положення і підпорядковані йому внутрішні контури швидкості та струму.

Функціональна схема регулювання швидкості електроприводу постійного струму, виконаного за підпорядкованим принципом, наведена на рис. 11.1. У схемі є два регулятори: зовнішній регулятор швидкості РШ і внутрішній регулятор струму РС, що включені послідовно. Двигун М одержує живлення від керованого перетворювача КП. Швидкість двигуна регулюється униз від основної зміною напруги на якорі. Сигнал зворотного зв'язку за струмом знімається з датчика струму ДС і надходить на вхід регулятора струму як сигнал зворотного зв'язку. У реальних електроприводах давачем струму можуть бути вимірювальний шунт, обмотки додаткових полюсів, компенсаційна обмотка, або трансформатори струму і випрямляч, увімкнуті у

мережу змінного струму на вході керованого перетворювача. У даний час датчики струму будуються також на базі елементів Холла.

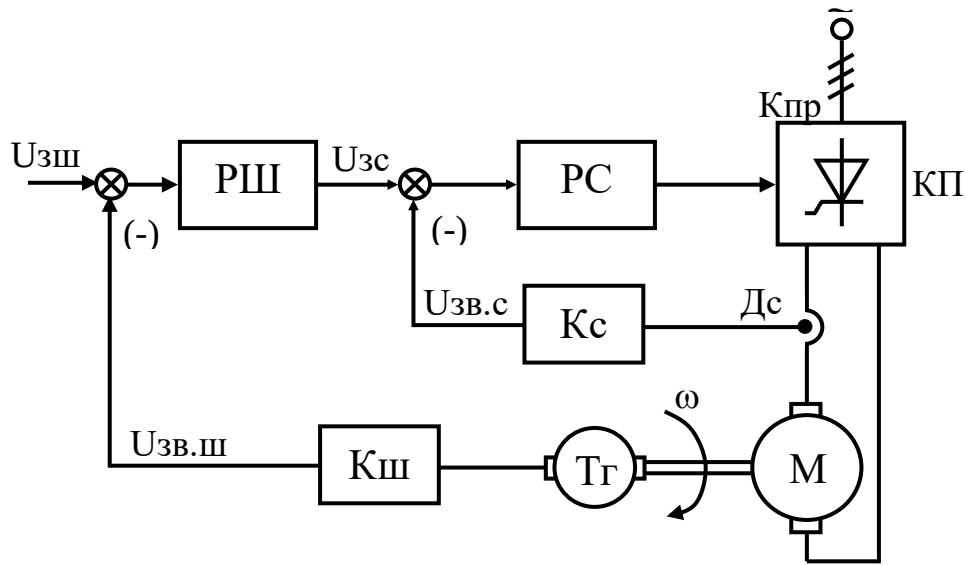


Рис. 11.1. Функціональна схема електроприводу з системою підпорядкованого регулювання координат

Зворотний зв'язок за швидкістю реалізується за допомогою тахогенератора ТГ, напруга якого подається на вхід регулятора швидкості та порівнюється з напругою завдання $U_{зш}$.

На рис. 11.2 наведена структурна схема системи підпорядкованого регулювання швидкості, у якій є два контури, замкнуті незалежними зворотними зв'язками.

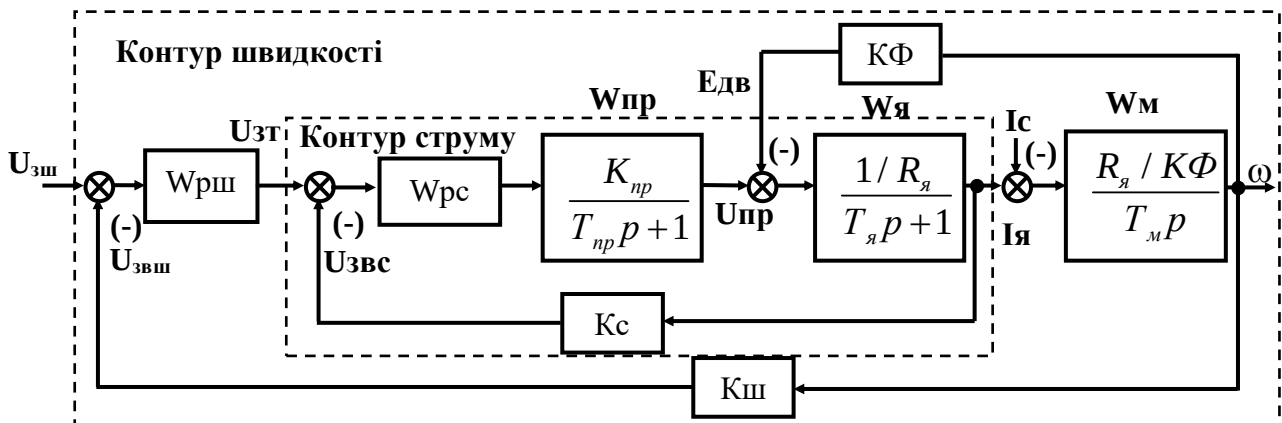


Рис. 11.2. Структурна схема системи підпорядкованого регулювання в системі КП-Д

Контур струму містить регулятор струму та об'єкт регулювання, що включає керований перетворювач з передаточною функцією $W_{пр}$, якірне коло двигуна з передаточною функцією $W_{я}$ і коло зворотного зв'язку з коефіцієнтом передачі K_c . Структурна схема контуру струму ускладнюється наявністю

внутрішнього зворотного зв'язку за ЕРС двигуна, що надходить на вихід перетворювача. При розрахунку контуру струму звичайно зневажають цим зв'язком, а при необхідності його компенсують, вмикаючи на вхід СІФК позитивний зворотний зв'язок, пропорційний ЕРС двигуна.

Об'єктом регулювання зовнішнього контуру швидкості є замкнутий оптимізований контур струму й інтегруюча ланка, що описує передаточну функцію механічної частини приводу. Контур замикається зворотним зв'язком за швидкістю з коефіцієнтом передачі K_u .

У системах підпорядкованого регулювання найчастіше використовують стандартне настроювання контурів регулювання із заздалегідь відомими показниками перехідного процесу.

Перш ніж приступити до розгляду стандартних настроювань контурів регулювання, розглянемо способи компенсації великих сталих часу.

11.2. Способи компенсації великих сталих часу і вибір бажаної передаточної функції контуру регулювання

Розглянемо найпростіший випадок, коли об'єкт регулювання містить аперіодичну ланку з великою сталою часу $T_{об}$

$$W_{об} = \frac{K_{об}}{T_{об}p + 1}. \quad (11.1)$$

Проаналізуємо спочатку можливість компенсації сталої часу за допомогою пропорційного регулятора з коефіцієнтом передачі K_p . У цьому випадку передаточна функція розімкнутого контуру

$$W = K_p W_{об} = \frac{K_p K_{об}}{1 + T_{об}p}. \quad (11.2)$$

Передаточна функція замкненого контуру при одиничному зворотному зв'язку

$$W_3 = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{K_p K_{об}}{T_{об}p + 1 + K_p K_{об}} = \frac{1}{\frac{T}{1 + K_p K_{об}} p + 1}. \quad (11.3)$$

Отже, внаслідок форсування перехідних процесів еквівалентна стала часу $T_e = \frac{T_{об}}{1 + K_p K_{об}}$ зменшується, тому перехідні процеси будуть відбуватися значно швидше, ніж у розімкнутій системі без пропорційного регулятора.

Статична похибка регулювання

$$\frac{\Delta X(p)}{X(p)} = 1 - W_3(p) = \frac{T_{об}p + 1}{T_{об}p + 1 + K_p K_{об}}$$

при $t \rightarrow \infty$ визначається як

$$\lim_{p \rightarrow 0} \frac{X(p) - Y(p)}{X(p)} = \frac{1}{1 + K_p K_{об}}. \quad (11.4)$$

Таким чином, статична похибка регулювання тим менше, чим більше результуючий коефіцієнт підсилення контуру $K_\Sigma = K_p K_{об}$.

Однак надмірне збільшення коефіцієнта підсилення порушує стійкість системи. З цієї причини П-регулятор застосовують у тому випадку, коли немає жорстких вимог до статичної точності чи в системах, у яких збільшення коефіцієнта регулятора не порушує стійкості.

Розглянемо компенсацію сталої часу за допомогою пропорційно-диференціального регулятора (ПД-регулятора) з передаточною функцією

$$W_p = K_p(1 + T_p p). \quad (11.5)$$

При послідовному включенні інерційної ланки і ПД-регулятора результуюча передаточна функція

$$W = \frac{K_p(1 + T_p p)K_{об}}{1 + T_{об}p}. \quad (11.6)$$

Якщо сталу часу регулятора T_p вибрати рівною $T_{об}$, то передаточна функція (11.6) набуває вигляду

$$W = K_p K_{об}, \quad (11.7)$$

тобто вплив інерційності цілком скомпенсований за допомогою ПД-регулятора. Отже, при ступінчастому вхідному сигналі вихідна величина аперіодичної ланки буде змінюватися так само стрибком. Це зумовлено тим, що вихідний сигнал ПД-регулятора при ступінчастому вхідному сигналі прямує до

нескінченності, під дією якого вихідний сигнал інерційної ланки змінюється стрибком.

Однак ідеальний ПД-регулятор неможливо реалізувати на практиці. Крім того, існує ряд обмежень з боку приводу, що обмежують його швидкодію:

- захист від перешкод;
- обмеження за допустимим прискоренням і динамічним навантаженням;
- обмеження за допустимою швидкістю зміни струму якоря та ін.

Отже, немає необхідності прагнути до повної компенсації сталих часу і в ролі бажаної передаточної функції оптимізованого контуру вибирати безінерційну ланку.

Розглянемо компенсацію сталої часу аперіодичної ланки за допомогою пропорційно-інтегрального регулятора (ПІ-регулятора) з передаточною функцією

$$W_p = K_p \frac{T_p p + 1}{T_p p}. \quad (11.8)$$

У цьому випадку передаточна функція розімкненого контуру

$$W = W_p W_{об} = \frac{K_p (T_p p + 1) K_{об}}{T_p p (T_{об} p + 1)}. \quad (11.9)$$

Якщо сталу регулятора T_p вибрати рівною $T_{об}$, то одержимо з (11.9)

$$W = \frac{K_{об} K_p}{T_{об} p} = \frac{1}{T_i p}, \quad (11.10)$$

що відповідає інтегруючій ланці зі сталою інтегрування

$$T_i = \frac{T_{об}}{K_p K_{об}}.$$

У розглянутому випадку ПІ-регулятор компенсує, шляхом форсування перехідних процесів, інерційність об'єкта першого порядку.

Таким чином, якщо об'єкт регулювання містить лише одну аперіодичну ланку з великою сталою часу, то в ролі бажаної передаточної функції розімкнутого контуру регулювання варто вибирати інтегруючу ланку $W_{\bar{o}} = 1/T_i p$, яка, при наявності зворотного зв'язку, стає аперіодичною. Стала часу згідно з (11.10) $T_i = T_{об}/K_p K_{об}$ значно менше $T_{об}$ і може бути вибрана виходячи з необхідної швидкодії системи.

При цьому статична похибка $\frac{\Delta X(p)}{X(p)} = 1 - W_3(p) = \frac{pT_i(1 + pT_{об})}{T_iT_{об}p^2 + T_ip + K_{об}}$ в усталеному режимі при $t \rightarrow \infty$, знайдена як $\lim_{p \rightarrow 0} \Delta X(p) / X(p) = 0$, прямує до нуля.

Якщо вхідні сигнали ПІ-регулятора, пропорційні заданому і дійсному значенню регульовальної координати, урівноважуються, то на його виході формується постійний керуючий вплив, завдяки якому вихідна величина підтримується на заданому рівні з нульовою статичною похибкою. У випадку пропорційного регулятора керуючий вплив формується лише тоді, коли є похибка регулювання, тобто різниця між заданим і дійсним значенням регульованої величини.

Якщо об'єкт регулювання містить, крім аперіодичної ланки з великою сталою часу, аперіодичну ланку з малою сталою часу T_μ

$$W_{об} = \frac{K_{об}}{(T_{об}p + 1)(T_\mu p + 1)}, \quad (11.11)$$

то для компенсації великої сталої часу варто застосовувати так само ПІ-регулятор з передаточною функцією $W_p = K_p \frac{T_p p + 1}{T_p p}$. (11.12)

При цьому передаточна функція розімкненого контуру

$$W = \frac{K_{об}K_p(T_p p + 1)}{(T_{об}p + 1)(T_\mu p + 1)T_p p}. \quad (11.13)$$

Для компенсації великої сталої часу необхідно, як і в попередньому випадку, вибирати $T_p = T_{об}$. Це перша умова оптимізації (вибору параметрів) ПІ-регулятора для об'єктів з передаточною функцією (11.11).

З урахуванням $T_p = T_{об}$ маємо з (11.13)

$$W = \frac{K_{об}K_p}{(T_\mu p + 1)T_{об}p} = \frac{K_{об}K_p}{T_\mu T_{об}p^2 + T_{об}p}. \quad (11.14)$$

Передаточна функція замкненого контуру регулювання, знайдена за загальним правилом

$$W_3 = \frac{K_{об}K_p}{T_{об}T_\mu p^2 + T_{об}p + K_{об}K_p} = \frac{a_0}{a_2 p^2 + a_1 p + a_0}. \quad (11.15)$$

Для вибору коефіцієнта підсилення K_p пропорційної частини ПІ-регулятора виходять з того, щоб модуль передаточної функції (11.15) наближався до одиниці в заданій смузі частот. Хоча й у цьому випадку в момент стрибка сигналу, коли найбільш виражені вищі частоти спектра вхідного сигналу, вихідна величина буде відрізнятися від вхідної. Проте далі основну роль відіграють більш низькі частоти і, якщо в смузі частот модуль амплітудно-частотної характеристики замкнутої системи буде близький до одиниці, то погрішність буде прямувати до нуля.

Оскільки при виборі передаточної функції регулятора прагнуть, щоб модуль передаточної функції замкнутого контуру по можливості ближче наближався до одиниці, то такий спосіб настроювання має назву модульного або технічного оптимуму.

Щоб вираз (11.15) прагнув до одиниці при низьких частотах, необхідна друга умова оптимізації ПІ-регулятора

$$a_1^2 = 2a_0a_2 \text{ або } T_{об}^2 = 2K_{об}K_pT_{об}T_{\mu}, \quad (11.16)$$

відкіля знаходять умову для вибору другого параметра ПІ-регулятора

$$K_p = \frac{T_{об}}{2K_{об}T_{\mu}}. \quad (11.17)$$

Якщо (11.17) підставити в (11.15) з урахуванням $T_p = T_{об}$, то одержимо передаточну функцію замкнутого контуру

$$W_3 = \frac{1}{2T_{\mu}^2p^2 + 2T_{\mu}p + 1}. \quad (11.18)$$

Зіставляючи (11.18) з типовою передаточною функцією коливальної ланки

$$W_{\kappa} = \frac{1}{T^2p^2 + 2\xi Tp + 1}, \quad (11.19)$$

одержимо значення коефіцієнта затухання передаточної функції (11.18) $\xi = \sqrt{2}/2$. Такому коефіцієнту затухання коливальної ланки відповідає перехідна функція, наведена на рис. 11.3.

З цього рисунка видно, що час першого узгодження $t_1 = 4,7T_\mu$, час регулювання $t_2 = 8,4T_\mu$, а перерегулювання $\sigma = 4,3\%$.

Отримане рівняння (11.18) характерне для будь-якого контуру регулювання, оптимізованого за умовою модульного чи технічного оптимуму, незалежно від конкретного виконання ланок. При цьому перехідні характеристики контурів відрізняються лише масштабом у часі відповідно до конкретної сталої часу T_μ . Перерегулювання координат буде однаковим.

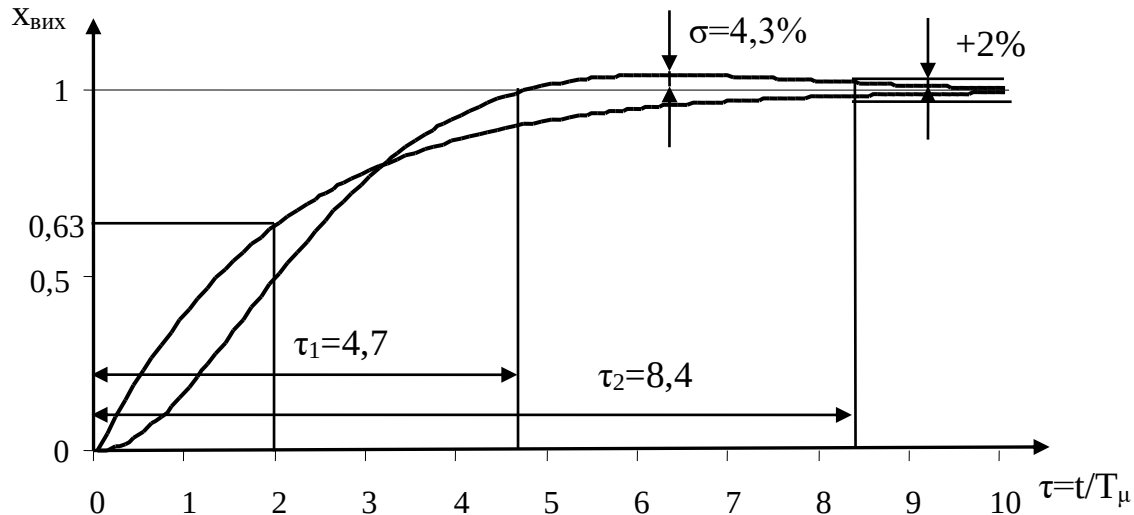


Рис. 11.3. Перехідна функція контуру регулювання, настроєного на модульний (технічний) оптимум

Таким чином, згідно з (11.18) для розглянутого об'єкта (11.11) бажана передаточна функція розімкненого оптимізованого контуру повинна мати вигляд:

$$W_{\sigma} = \frac{1}{aT_{\mu}p(T_{\mu}p + 1)}, \quad (11.20)$$

де a – коефіцієнт настроювання (оптимізації) контуру, застосовуваний $a = 2$, при настроюванні на технічний оптимум.

У загальному випадку бажана передаточна функція розімкненого n -го контуру

$$W_{\sigma,n} = \frac{1}{a^n T_{\mu}^n p(a^{n-1} T_{\mu} p + 1)}. \quad (11.21)$$

Якщо об'єкт регулювання містить дві аперіодичних ланки з великими сталими часу T_1 і T_2 та аперіодичну ланку зі сталою часу T_μ

$$W_{об} = \frac{K_{об}}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)(T_\mu p + 1)},$$

тоді при настроюванні на технічний оптимум варто застосовувати ПД-регулятор з передаточною функцією

$$W_p = \frac{(1 + T_1 p)(1 + T_2 p)}{2K_{об}T_\mu}. \quad (11.22)$$

При цьому передаточна функція розімкненого контуру (бажана)

$$W_{\delta} = \frac{1}{2T_\mu p(T_\mu p + 1)}, \quad (11.23)$$

а замкненого матиме вигляд (11.18), для якої $\xi = \sqrt{2} / 2$ і перехідна функція має перерегулювання $\sigma \cong 4,3\%$ (рис. 11.3).

При настроюванні на симетричний оптимум об'єкта з передаточною функцією (11.11) бажана передаточна функція розімкненого контуру

$$W_{\delta} = \frac{1}{2T_\mu p(T_\mu p + 1)} \cdot \frac{4T_\mu p + 1}{4T_\mu p}. \quad (11.24)$$

При цьому передаточна функція регулятора отримується заміною аперіодичної ланки з великою сталою часу інтегруючою $W = K_{об} / T_{об} p$

$$W_p = \frac{T_{об}(4T_\mu p + 1)}{8T_\mu^2 K_{об} p}. \quad (11.25)$$

У загальному випадку при n послідовно включених ланках передаточна функція регулятора

$$W_p = K_p \frac{(1 + n4T_\mu p)^n}{(n4T_\mu p)^n}, \quad (11.26)$$

де $K_p = \frac{T_{об}}{2T_\mu K_{об}}.$

Таким чином, вибір типу регулятора та розрахунок його параметрів здійснюється зведенням передаточних функцій контурів регулювання до стандартних (бажаних) передаточних функцій W_{δ} із наперед заданими динамічними показниками.

11.3. Настроювання контуру струму та розрахунок параметрів регулятора

Згідно з рис. 11.2 структурна схема контуру струму без урахування зворотного зв'язку за ЕРС двигуна має вигляд, показаний на рис. 11.4, де позначено: T_μ – некомпенсована стала часу контуру струму; $T_\mu = T_{np}$, якщо не враховується інерційність датчика струму, і $T_\mu = T_{np} + T_{\partial.c}$ – при врахуванні інерційності датчика струму.

При одиничному зворотному зв'язку, показаному на рис. 11.4 пунктирною лінією, бажана передаточна функція розімкненого контуру струму відповідно до (11.20) має вигляд

$$W_{\partial.c} = \frac{1}{a_c T_\mu p (T_\mu p + 1)}. \quad (11.27)$$

Згідно з рис. 11.4 передаточна функція об'єкта регулювання

$$W_{об.с} = \frac{K_{np} (1/R_\text{я}) K_c}{(T_\mu p + 1)(T_\text{я} p + 1)}. \quad (11.28)$$

Передаточна функція регулятора струму знаходиться з рівняння $W_{pc} W_{об.с} = W_{\partial.c}$, звідки

$$W_{pc} = \frac{W_{\partial.c}}{W_{об.с}} = \frac{T_\text{я} p + 1}{a_c T_\mu K_{np} (1/R_\text{я}) K_c p}. \quad (11.29)$$

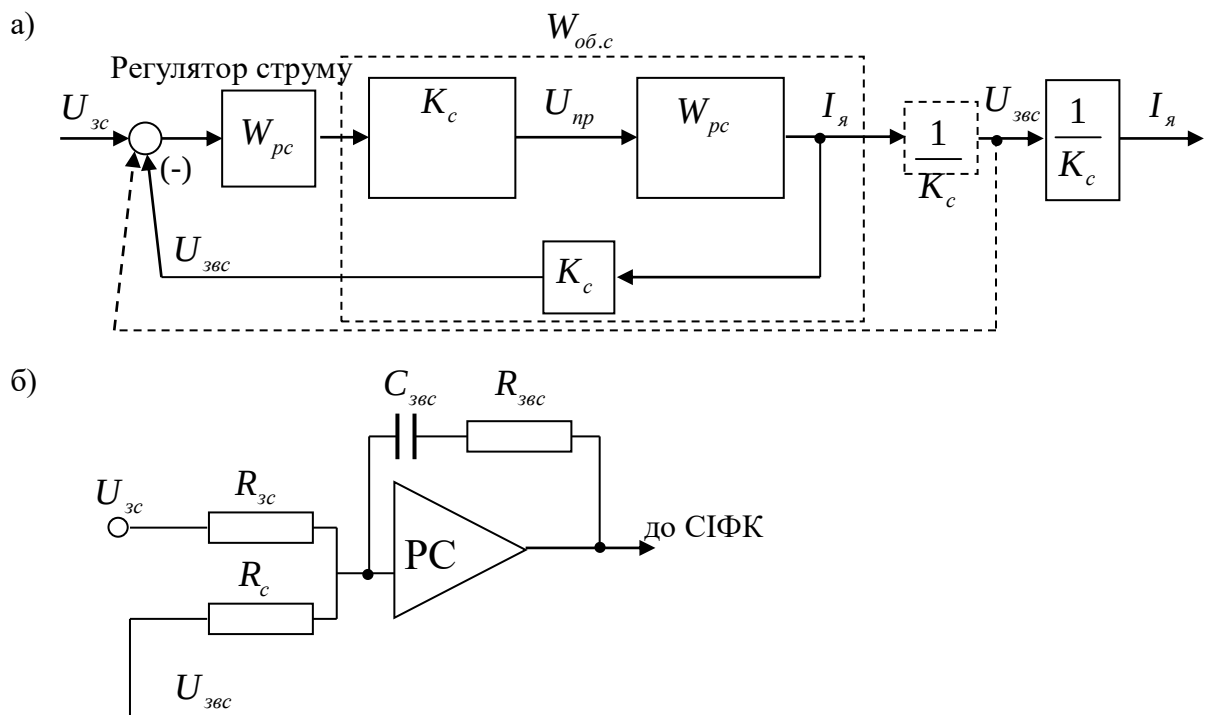


Рис. 11.4. Структурна схема контуру струму (а) та схема регулятора струму (б)

Позначимо $a_c T_\mu K_{np} (1/R_\gamma) K_c = T_{ic}$ – стала часу інтегрування регулятора струму. З урахуванням цього маємо з (11.29)

$$W_{pc} = \frac{T_\gamma}{T_{ic}} + \frac{1}{T_{ic} p} = K_{pc} + \frac{1}{T_{ic} p}. \quad (11.30)$$

Це ІІІ-регулятор, де $K_{pc} = T_\gamma / T_{ic}$.

Іноді передаточну функцію регулятора струму записують таким чином:

$$W_{pc} = K_{pc} \frac{T_\gamma p + 1}{T_\gamma p}. \quad (11.31)$$

Порядок розрахунку параметрів регулятора струму (рис. 11.4, б):

- задаються $C_{звс}$, яка дорівнює 0,5...2,0 мкФ;
- згідно з умовою $T_{pc} = C_{звс} R_{звс} = T_\gamma$ знаходять $R_{звс} = T_\gamma / C_{звс}$;
- найчастіше приймають $R_{зс} = R_c$ і, використовуючи рівняння $K_{pc} = R_{зс} / R_{зс}$, знаходять

$$R_{зс} = R_c = \frac{R_{звс}}{K_{pc}} = \frac{R_{oc} a_c T_\mu K_{np} K_c}{R_\gamma T_\gamma}; \quad (11.32)$$

– коефіцієнт зворотного зв'язку за струмом обчислюють з умови $K_c I_{дон} = U_{к.макс}$, звідки

$$K_c = U_{к.макс} / I_{дон}, \quad (11.33)$$

де $U_{к.макс}$ – максимальна напруга керування, допустима для даного типу операційного підсилювача (для більшості системи $U_{к.макс} \leq 10$ В).

Передаточна функція замкненого контуру струму при одиничному зворотному зв'язку

$$W_{зс} = \frac{1}{a_c T_\mu p (T_\mu p + 1) + 1} = \frac{1}{a_c T_\mu^2 p^2 + a_c T_\mu p + 1} \quad (11.34)$$

відповідає коливальній ланці, коефіцієнт затухання (демпфірування) якої $\xi = 0,5\sqrt{a_c}$ при виборі $a_c = 2$ складає $\xi = \sqrt{2}/2$. При цьому показники перехідного процесу в контурі струму загальмованого двигуна будуть такими ж, як і на рис. 11.3 (технічний оптимум).

Таким чином, при застосуванні ІІІ-регулятора струму контур струму, що містить дві аперіодичних ланки з великою (T_γ) і малою (T_μ) сталими часу,

перетворюється в коливальну ланку, котра внаслідок малого перерегулювання еквівалентна аперіодичній зі сталою часу $a_c T_\mu$. При цьому передаточну функцію (11.34) можна замінити аперіодичною ланкою зі сталою часу $a_c T_\mu$

$$W_{zc} \approx \frac{1/K_c}{a_c T_\mu + 1}. \quad (11.35)$$

Слід зазначити, що у (11.35) вихідною величиною є не напруга зворотного зв'язку $U_{зв.с}$, а струм якоря, що досягається додаванням у чисельник коефіцієнта $1/K_c$ згідно з рис. 11.4, а.

Варто підкреслити, що стандартне настроювання контуру струму ефективне тільки тоді, коли внутрішнім зворотним зв'язком за ЕРС двигуна можна знехтувати. Це можливо, коли механічні перехідні процеси в приводі протікають повільніше, ніж електромагнітні, і за час наростання струму якоря до усталеного значення при ступінчастому керуючому впливі швидкість двигуна суттєво не змінюється. У протилежному випадку показники перехідного процесу будуть значно відрізнятися від оптимальних. Знижується в перехідному режимі також усталене максимальне значення струму якоря стосовно заданого на величину

$$\Delta I_\alpha = I_{зад} - I_\alpha = I_{зад} \frac{a_c T_\mu}{a_c T_\mu + T_m}. \quad (11.36)$$

Зменшення максимального струму якоря в перехідних режимах на величину ΔI призводить до помітного зниження темпу наростання швидкості та продуктивності приводів, що працюють з частими процесами пуску й гальмування (реверсивні прокатні стани та ін.). Для таких механізмів компенсація впливу зворотного зв'язку за ЕРС двигуна обов'язкова. Це досягається вмиканням додатного зворотного зв'язку за ЕРС двигуна на вхід СІФК.

Другим прикладом обов'язкової компенсації зворотного зв'язку за ЕРС двигуна є електроприводи, що працюють з частим стопорінням. У цьому випадку внаслідок кінцевої швидкодії САР можливі значні стрибки струму, тому що при стопорінні $E_{ог}$ стрибком зменшується до нуля. При наявності позитивного компенсуючого зв'язку у режимі стопоріння відбувається також і ступінчасте зменшення напруги на вході СІФК і, отже, напруги перетворювача. У результаті цього зменшуються стрибки струму в режимі стопоріння.

Для приводів з ударним (стрибкоподібним) навантаженням, навпаки, не потрібно компенсувати вплив внутрішнього зворотного зв'язку за ЕРС двигуна, оскільки при цьому зменшується динамічне падіння швидкості.

11.4. Корекція контуру регулювання швидкості

Згідно з рис. 11.2 до складу контуру швидкості входять:

– регулятор швидкості;
– замкнений оптимізований контур струму з передаточною функцією (11.35);

– передаточна функція механічної частини привода $W_m = R_{\text{я}} / (K\Phi \cdot T_m p)$;

– зворотний зв'язок за швидкістю з коефіцієнтом передачі $K_{\text{ш}}$.

З урахуванням цього структурна схема контуру швидкості наведена на рис. 11.5.

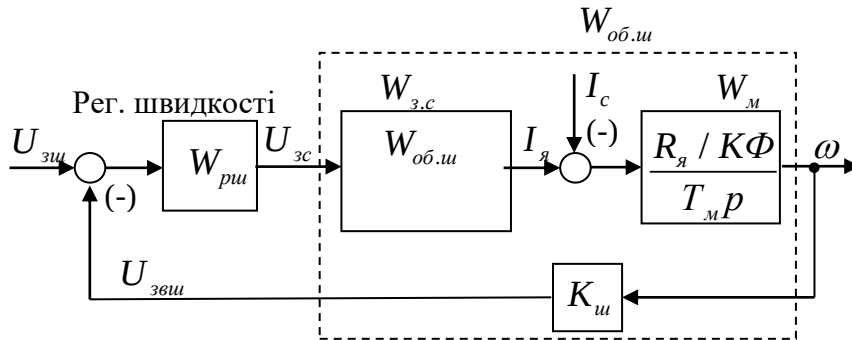


Рис. 11.5. Структурна схема контуру швидкості

З урахуванням (11.21) бажана передаточна функція розімкненого контуру швидкості

$$W_{\text{об.ш}} = \frac{1}{a_{\text{ш}} a_c T_{\mu} p (a_c T_{\mu} p + 1)}. \quad (11.37)$$

При настроюванні на технічний оптимум коефіцієнти настроювання $a_{\text{ш}} = a_c = 2$.

Згідно з рис. 11.5 передаточна функція об'єкта регулювання швидкості при одиничному зворотному зв'язку

$$W_{\text{об.ш}} = \frac{(1/K_c) R_{\text{я}} (1/K\Phi) K_{\text{ш}}}{(a_c T_{\mu} p + 1) T_m p}. \quad (11.38)$$

На основі наведених виразів передаточна функція регулятора швидкості

$$W_{\text{рш}} = \frac{W_{\text{об.ш}}}{W_{\text{об.ш}}} = \frac{T_m K_c K\Phi}{a_{\text{ш}} a_c T_{\mu} R_{\text{я}} K_{\text{ш}}} = K_{\text{рш}} \quad (11.39)$$

являє собою П-регулятор.

Коефіцієнт зворотного зв'язку за швидкістю знаходиться з умови $K_{\omega} \omega_{\max} = U_{\kappa, \max}$, звідки $K_{\omega} = U_{\kappa, \max} / \omega_{\max}$.

Передаточна функція замкненого контуру швидкості при одиничному зворотному зв'язку

$$W_{\omega} = \frac{1}{a_{\omega} a_c T_{\mu} p (a_c T_{\mu} p + 1) + 1} \quad (11.40)$$

являє собою коливальну ланку з коефіцієнтом затухання $\xi_{\omega} = 0,5\sqrt{a_{\omega}}$.

У випадку настроювання на технічний оптимум ($a_{\omega} = a_c = 2$) коефіцієнт затухання $\xi_{\omega} = \sqrt{2}/2$ і криві перехідного процесу будуть такими ж, як і на рис. 11.3. Однак при цьому час перехідного процесу буде в два рази більше: $t_1 = 4,7T_{\mu\omega} = 9,4T_{\mu}$; $t_2 = 8,4T_{\mu\omega} = 16,8T_{\mu}$, де $T_{\mu\omega} = a_{\omega}T_{\mu}$ – некомпенсована стала часу контуру швидкості.

Таким чином, розрахункове значення швидкодії контуру швидкості зменшується удвічі. Це є основним недоліком систем підпорядкованого регулювання – зменшення швидкодії зовнішніх контурів стосовно внутрішнього.

Внаслідок того, що при розрахунку контуру швидкості замкнений контур струму представлявся аперіодичною ланкою (11.35), а не коливальною згідно (11.34), то перерегулювання збільшується до 8% і криві перехідного процесу мають вигляд, як це показано на рис. 11.6.

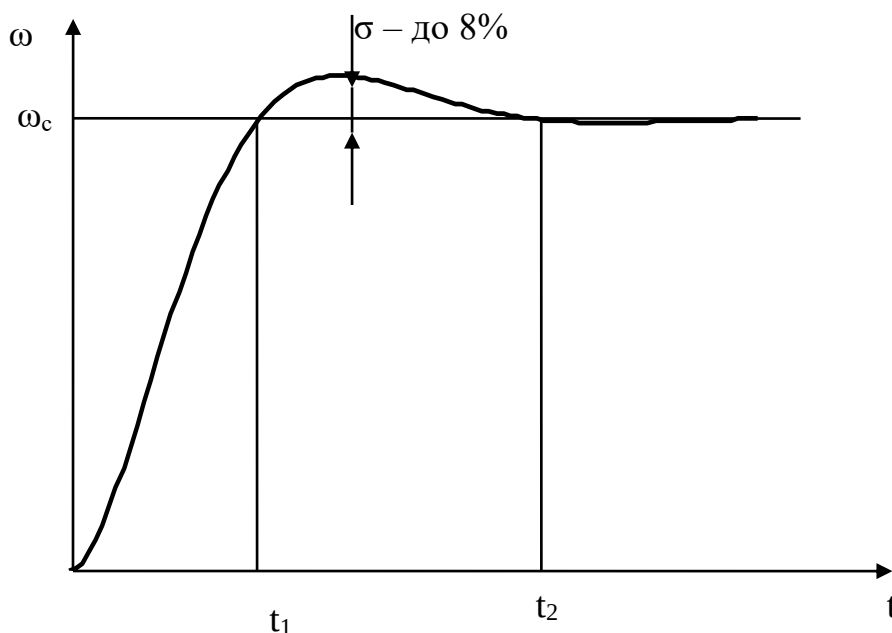


Рис. 11.6. Графіки перехідного процесу контуру швидкості: $t_1 = (6 - 7)T_{\mu\mu}$;

$$t_2 = (12 - 14)T_{\mu\mu}$$

11.5. Статична точність систем регулювання з П-регулятором швидкості

В усталеному режимі вхідний сигнал П-регулятора струму дорівнює нулю, при цьому сигнал завдання U_{zc} дорівнює сигналу зворотного зв'язку $U_{звс} = K_c I_c$, тобто $U_{zc} = U_{звс}$. На основі рис. 11.2 можна записати

$$(U_{зи} - U_{зви})K_{pi} = K_c I_c, \quad (11.41)$$

або

$$K_{\mu} K_{pi} (\omega_z - \omega_c) = K_c I_c.$$

Звідси з урахуванням (11.39) маємо

$$\Delta\omega_z = \Delta\omega_p \frac{4T_{\mu}}{T_m}, \quad (11.42)$$

де $\Delta\omega_z = \omega_z - \omega_c$ – спад швидкості в замкненій системі; $\Delta\omega_p = I_c R_{\gamma} / K\Phi$ – спад швидкості в розімкненій системі.

З наведеного виразу можна зробити висновок про те, що спад (перепад) швидкості в замкненій системі відрізняється від подібного у розімкненій в $4T_{\mu}/T_m$ раз. Причому, якщо $4T_{\mu} > T_m$, то спад швидкості в замкненій системі більше, ніж у розімкненій, що призводить до зменшення жорсткості механічної характеристики, точності та діапазону регулювання швидкості, який, як правило, не перевищує $D \leq 10$.

Для збільшення діапазону регулювання потрібно перейти до двократно інтегрувальної системи, тобто замість П-регулятора швидкості застосовувати ПІ-регулятор з передаточною функцією

$$W_{pi} = K_{pi} \frac{4T_{\mu\mu}p + 1}{4T_{\mu\mu}p}, \quad (11.43)$$

де $T_{\mu\mu} = a_c T_{\mu c} + T_{\mu\mu}$ – некомпенсована стала часу контуру швидкості; $T_{\mu\mu}$ – інерційність датчика швидкості.

Якщо не враховується інерційність датчиків струму та швидкості, то при стандартному налагодженні контуру струму $T_{\mu\mu} = 2T_{\mu}$ і вираз (11.43) набуває вигляду

$$W_{пу} = K_{пу} \frac{8T_{\mu}p + 1}{8T_{\mu}p}. \quad (11.44)$$

Через те що для ІІ- і ІІ-регуляторів швидкості $K_{пу} = const$, то для переходу до ІІ-регулятора швидкості необхідно залишити без зміни величини всіх опорів ІІ-регулятора, а послідовно опору зворотного зв'язку ввімкнути ємність, значення якої визначається з умови

$$C_{звш} = 8T_{\mu} / R_{звш}.$$

При наявності ІІ-регулятора швидкості передаточна функція розімкненого контуру швидкості набуває вигляду

$$W_{ш} = W_{пу} W_{об.ш} = \frac{8T_{\mu}p + 1}{8a_{ш} a_c T_{\mu}^2 p^2 (a_c T_{\mu}p + 1)}, \quad (11.45)$$

а замкненого контуру швидкості

$$W_{зш} = \frac{8T_{\mu}p + 1}{8a_{ш} a_c T_{\mu}^2 p^2 (a_c T_{\mu}p + 1) + 8T_{\mu}p + 1}. \quad (11.46)$$

Логарифмічна частотна характеристика (рис. 11.7), побудована на основі (11.45), симетрична відносно частоти зрізу, тому такий спосіб настроювання одержав назву симетричний оптимум.

Наявність у чисельнику (11.46) форсувальної складової спричиняє значне перерегулювання швидкості $\sigma = 43\%$ (рис. 11.8, а). Для його зменшення до 8% на вході системи з ІІ-регулятором швидкості вмикають аперіодичну ланку (фільтр) з передаточною функцією

$$W_{\phi} = \frac{1}{8T_{\mu}p + 1}. \quad (11.47)$$

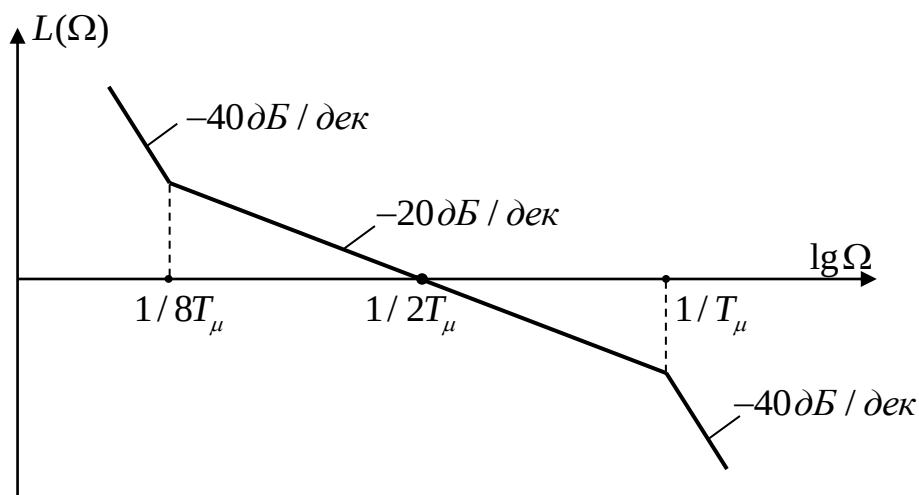


Рис. 11.7. Логарифмічна частотна характеристика контуру швидкості, налагодженого за симетричним оптимумом

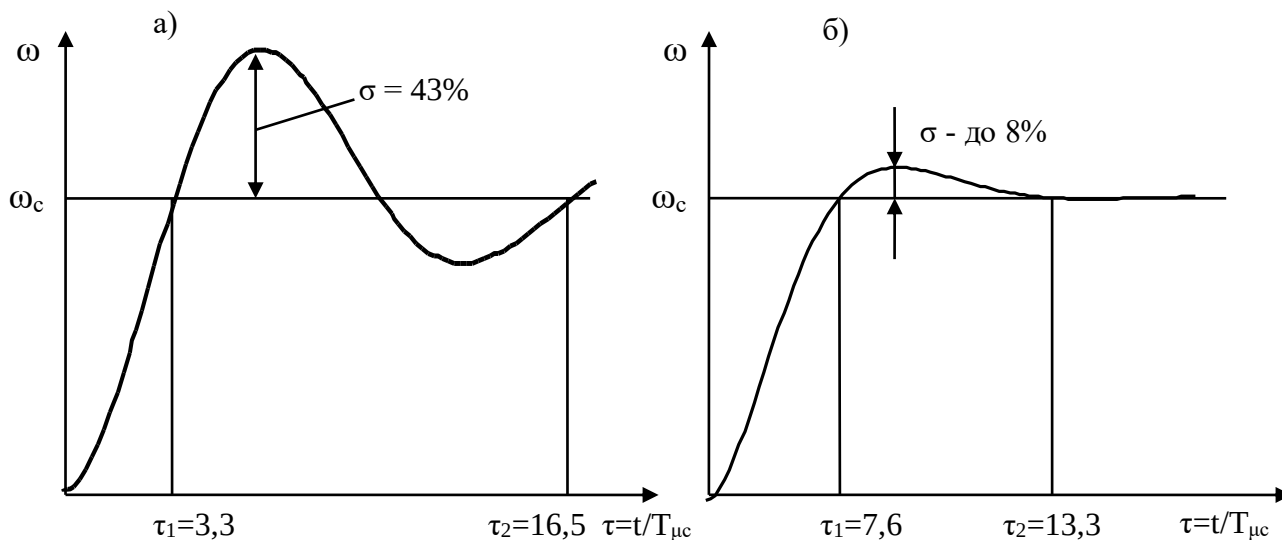


Рис.11.8. Перехідні характеристики контуру швидкості при налагодженні за умов симетричного оптимуму: а – без фільтру в колі завдання; б – з фільтром

При розрахунку контуру положення передаточна функція замкнутого контуру швидкості з П-регулятором швидкості набуває вигляду

$$W_{зи} = \frac{1/K_u}{4T_\mu p + 1}, \quad (11.48)$$

а при застосуванні ПІ-регулятора швидкості

$$W_{зи} = \frac{1/K_u}{8T_\mu p + 1}. \quad (11.49)$$

Зіставлення наведених виразів показує, що в першому наближенні швидкодія систем з П-регулятором швидкості в два рази вище, ніж з ПІ-регулятором. Тому для швидкодіючих електроприводів варто застосовувати П-регулятор швидкості та інші способи збільшення статичної точності.

Другим істотним недоліком систем підпорядкованого регулювання з П- і ПІ-регуляторами швидкості є значний динамічний спад швидкості та час її відновлення при ступінчастому прикладанні статичного навантаження (наприклад, беззупинні стани в металургійній промисловості).

Оскільки вихідний сигнал регулятора швидкості є завданням на струм якоря, то для його обмеження в перехідних режимах і стопорінні приводу досить обмежити вихідний сигнал регулятора швидкості до значення $U_{ри.мах} = K_c I_{я.доп}$. На практиці це реалізується застосуванням нелінійного від'ємного зворотного зв'язку на стабілітронах або за допомогою діляника напруги (рис. 11.9). В останньому випадку передбачається, що характеристика операційного підсилювача має обмеження.

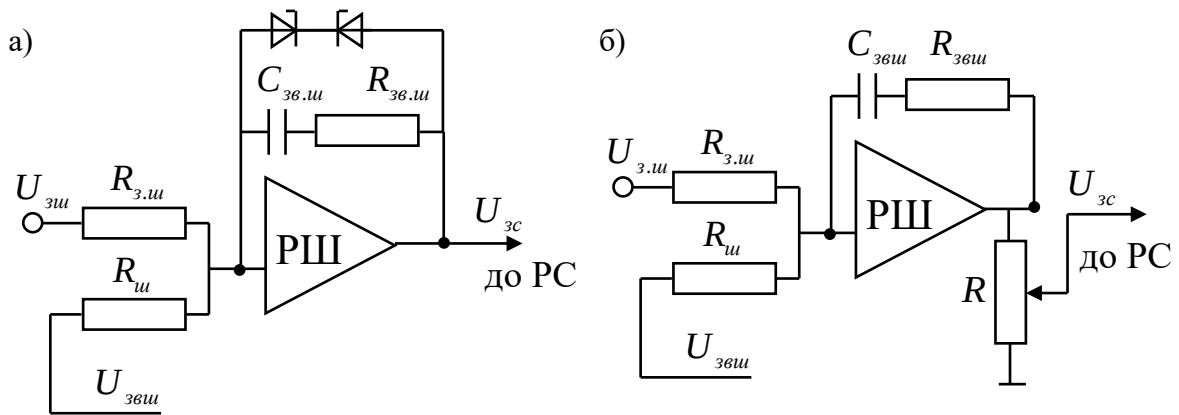


Рис.11.9. Обмеження вихідного сигналу регулятора швидкості: а – за допомогою стабілітронів; б – застосування дільника напруги

11.6. Налаштування контуру швидкості зі зворотним зв'язком за ЕРС двигуна

Для електроприводів з однозонним регулюванням швидкості ($\Phi = const$), не потребуючих великої швидкодії та діапазону регулювання, замість зворотного зв'язку за швидкістю застосовують зворотний зв'язок за ЕРС або за напругою двигуна.

При побудові таких систем датчики ЕРС реалізуються на основі залежності:

$$U_{я} = e_{\partial в} + i_{я} R_{я} + L_{я} \frac{di_{я}}{dt}, \quad (11.50)$$

де $R_{я}$ і $L_{я}$ – опір та індуктивність якірного кола, з якого знімається сигнал, пропорційний $U_{я}$.

Згідно з (11.50)

$$e_{\partial в} = U_{я} - i_{я} R_{я} (1 + T_{я} p). \quad (11.51)$$

Отримане рівняння можна подати в такому вигляді

$$\frac{e_{\partial в}}{1 + T_{я} p} = \frac{U_{я}}{1 + T_{я} p} - i_{я} R_{я}. \quad (11.52)$$

З (11.51) і (11.52) випливає два можливих способи виміру ЕРС двигуна. У першому випадку шляхом алгебраїчного підсумовування сигналів,

пропорційних $U_{\text{я}}$, активному спаду напруги $i_{\text{я}} R_{\text{я}}$ та ЕРС самоіндукції $e = L_{\text{я}} \frac{di_{\text{я}}}{dt}$. Однак при застосуванні (11.51) потрібно диференціювати сигнал, пропорційний струму якоря, що при високому рівні пульсації струму дуже складно. Але в цьому випадку датчик ЕРС є безінерційним.

При використанні (11.52) потрібно, навпаки, затримати сигнал напруги якоря $U_{\text{я}}$. У результаті цього датчик ЕРС стає ітераційним з передаточною функцією

$$W_{\text{де}} = \frac{U_{\text{де}}(p)}{U_{\text{я}}(p)} = \frac{K_{\text{де}}}{T_{\text{де}}p + 1}, \quad (11.53)$$

де $T_{\text{де}}$ – стала часу ділянки якорного кола, з якої знімається напруга $U_{\text{я}}$.

Передаточна функція регулятора ЕРС визначається за виразом

$$W_{\text{рег}} W_{\text{об.е}} = W_{\text{б.ш}}. \quad (11.54)$$

Передаточна функція об'єкта регулювання згідно з рис. 11.10 має вигляд

$$W_{\text{об.е}} = \frac{(1/K_c) R_{\text{я}} K_e}{(T_{\mu\text{е}}p + 1) T_{\text{м}}p}, \quad (11.55)$$

де $T_{\mu\text{е}} = a_c T_{\mu} + T_{\text{де}}$ – некомпенсована стала часу контуру регулювання ЕРС двигуна.

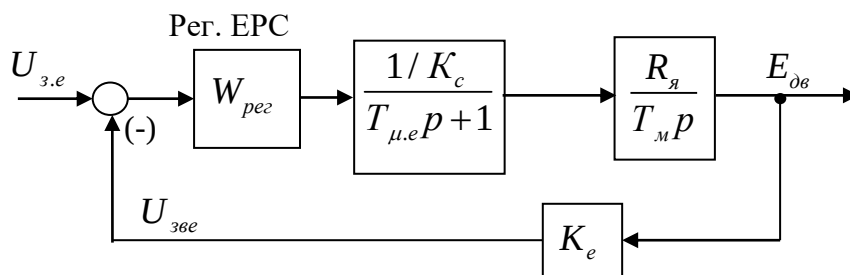


Рис.11.10. Структурна схема контуру регулювання ЕРС двигуна

Зі спільного розв'язання двох останніх рівнянь передаточна функція регулятора ЕРС

$$W_{\text{рег}} = \frac{T_{\text{м}} K_c}{a_{\text{ш}} T_{\mu\text{е}} R_{\text{я}} K_e} = K_{\text{рег}}. \quad (11.56)$$

Отже, передаточна функція регулятора ЕРС мало відрізняється від $W_{рш}$ регулятора швидкості (11.39). Однак, що дуже суттєво, збільшення $T_{\mu e}$, за рахунок інерційності (фільтра) датчика ЕРС, призводить до зменшення швидкодії контуру ЕРС. При цьому також зростає статичний спад швидкості

$$\Delta\omega_z = \Delta\omega_{раз} \frac{a_{ш} T_{\mu e}}{T_m},$$

а отже, зменшується і діапазон регулювання.

11.7. Двоступеневе регулювання швидкості

Функціональна схема приводу з двоступеневим регулюванням швидкості наведена на рис. 11.11. Ця система здійснює регулювання швидкості як зміною напруги якірного кола, так і зміною потоку збудження. Схема рис. 11.11 складається з двох систем: системи регулювання швидкості та системи регулювання струму збудження. Зв'язок між ними забезпечує ЕРС двигуна. Контури системи побудовані за принципом підпорядкованого керування. Регулятор струму РС розраховується так само, як і для систем з одноступеневим регулюванням. При розрахунку контуру швидкості варто враховувати зменшення електромеханічної сталої часу при ослабленні магнітного потоку. У цьому випадку передаточна функція регулятора швидкості визначається для номінального магнітного потоку і згідно з позначеннями рис. 11.12 має вигляд

$$K_{рш} = \frac{JK_c}{a_{ш} a_c T_{\mu} K_{\Phi_n} K_{ш}}. \quad (11.57)$$

У випадку ПІ-регулятора швидкості передаточна функція має вигляд:

$$W_{рш} = K_{рш} \frac{8T_{\mu}^{p+1}}{8T_{\mu}^p}. \quad (11.58)$$

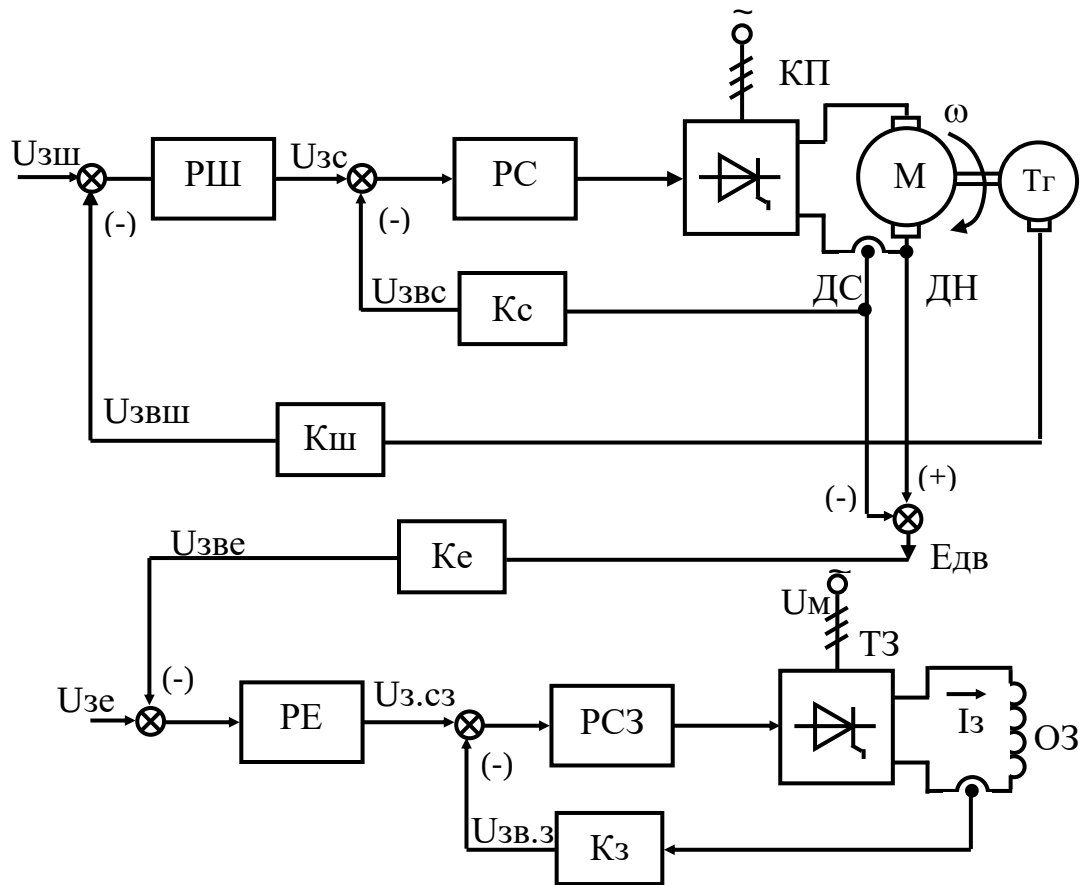


Рис. 11.11. Функціональна схема електроприводу з двозонним регулюванням швидкості: ДС – датчик струму; ДН – датчик напруги

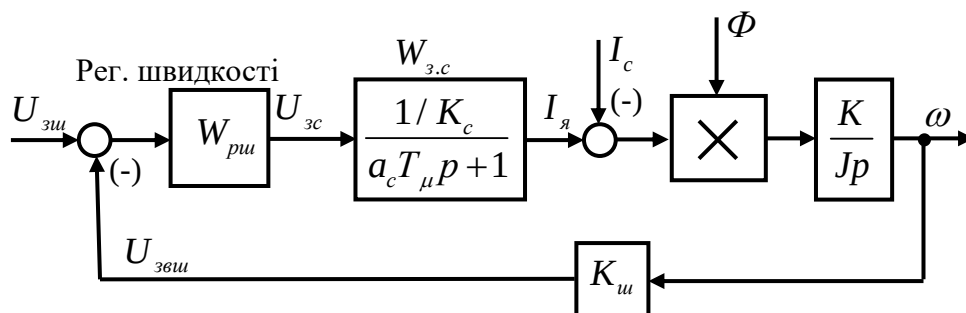


Рис.11.12. Структурна схема контуру швидкості при двозонному регулюванні

Отже, згідно (11.57) оптимальне настроювання регулятора можливе лише при одному значенні магнітного потоку. Якщо регулятор розрахований при $\Phi = \Phi_H$, то при ослабленні магнітного потоку відбувається затягування

перехідних процесів. Настроювання регулятора з урахуванням мінімального потоку призводить при його збільшенні, навпаки, до зростання перерегулювання. Оптимальне настроювання контуру швидкості у всьому діапазоні зміни магнітного потоку досягаються введенням, наприклад, множного пристрою на виході регулятора швидкості, як показано на рис. 11.13

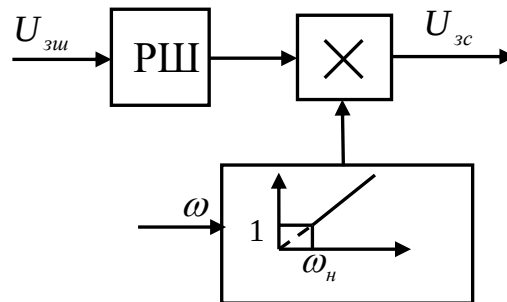


Рис.11.13. Застосування множного пристрою на виході регулятора швидкості для оптимального настроювання контуру швидкості

Регулювання швидкості вище номінальної досягається зменшенням струму збудження (магнітного потоку). Для цього використовують зовнішній регулятор ЕРС (РЕ) і підпорядкований йому регулятор струму збудження (РСЗ), як показано на рис. 11.11.

На вході РЕ порівнюються сигнали завдання та дійсного значення ЕРС двигуна. Цей регулятор має обмеження, що відповідає номінальному струму збудження. Задане значення ЕРС завжди постійне і відповідає номінальному струму збудження. Тому при швидкості нижче номінальної РЕ насичений і струм збудження залишається номінальним.

При швидкості вище номінальної сигнал зворотного зв'язку за ЕРС двигуна виводить РЕ з насичення, його вихідна напруга зменшується, що призводить до зменшення струму збудження.

Передаючі функції кола збудження без і з урахуванням впливу вихрових струмів мають вигляд:

$$W_z = \frac{I_z(p)}{U_z(p)} = \frac{1/R_z}{T_z p + 1}; W_z = \frac{I_z(p)}{U_z(p)} = \frac{(1/R_z)(T_{вс} p + 1)}{T_{з\Sigma} p + 1}, \quad (11.59)$$

де $T_{з\Sigma} = T_z + T_{вс}$ – сумарна стала часу; $T_z = L_z / R_z$ – електромагнітна стала часу обмотки збудження; $T_{вс} = (0,07 \div 0,15) T_z$ – стала часу вихрових струмів (більші значення відносяться до машин з масивною станиною).

Перехід від струму збудження I_z до струму намагнічування I_μ реалізується за допомогою передаючої функції

$$W_{\mu} = \frac{I_{\mu}(p)}{I_3(p)} = \frac{1}{T_{\text{вс}}p + 1}. \quad (11.60)$$

Магнітному потоку, визначеному як $\Phi = K_{\phi} I_{\mu}$, відповідає передаточна функція

$$W_{\mu} = \frac{\Phi(p)}{I_3(p)} = \frac{K_{\phi}}{T_{\text{вс}}p + 1}, \quad (11.61)$$

де $K_{\phi} = \Delta\Phi / \Delta I_3$ – коефіцієнт передачі, знайдений за допомогою кривої намагнічування машини. На підставі приведених виразів структурна схема кола збудження з врахуванням впливу вихрових струмів має вигляд, показаний на рис. 11.14.

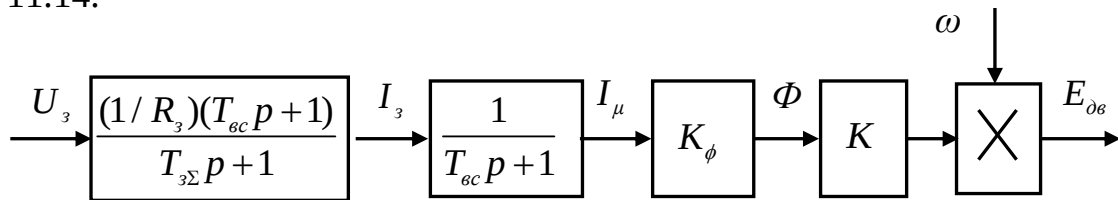


Рис. 11.14. Структурна схема кола збудження з урахуванням впливу вихрових струмів

На підставі рис. 11.11 і 11.14 можна скласти структурну схему регулювання струму збудження (рис. 11.15).

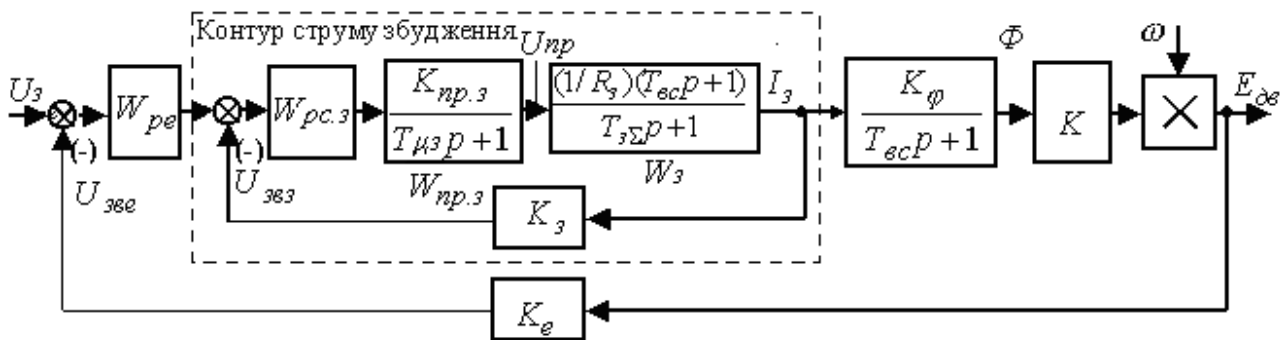


Рис. 11.15. Структурна схема регулювання струму збудження

11.8. Розрахунок контуру регулювання струму збудження та ЕРС систем двозонного регулювання швидкості

При визначенні передаточної функції регулятора струму збудження (РСЗ) не потрібно враховувати дію форсувальної ланки $T_{\text{вс}}p + 1$ у чисельнику (11.59) передаточної функції W_3 обмотки збудження, тому що на виході системи вона не виявляється завдяки наявності в контурі ЕРС аперіодичної ланки зі зворотною передаточною функцією. З урахуванням цього передаточна функція об'єкта регулювання струму збудження (рис. 11.15):

$$W_{c.3} = \frac{(1/R_3)K_{np.3}K_3}{(T_{3\Sigma}p+1)(T_{\mu 3}p+1)}. \quad (11.62)$$

Передаточна функція регулятора струму збудження знаходиться з умови:

$$W_{pc.3}W_{c3} = W_{\delta.3} = \frac{1}{a_3T_{\mu 3}p(T_{\mu 3}p+1)}. \quad (11.63)$$

Звідки

$$W_{pc.3} = \frac{W_{\delta.3}}{W_{c3}} = \frac{T_{3\Sigma}p+1}{a_3T_{\mu 3}(1/R_3)K_{np.3}K_3p} = \frac{T_{3\Sigma}}{T_{i.3}} + \frac{1}{T_{i.3}p} \quad (11.64)$$

це ІІ-регулятор, де $T_{i.3} = a_3T_{\mu 3}(1/R_3)K_{np.3}K_3$ – стала часу інтегрування регулятора струму збудження; $K_{pc.3} = T_{3\Sigma}/T_{i.3}$ – коефіцієнт підсилення РСЗ.

Вираз (11.64) можна записати таким чином:

$$W_{pc.3} = K_{pc.3} \frac{T_{3\Sigma}p+1}{T_{3\Sigma}p}.$$

Якщо $T_{3\Sigma} \gg 4T_{\mu 3}$ (що дотримується практично для всіх приводів), то замість ІІ-регулятора можливе застосування І-регулятора. Це зумовлено тим, що в цьому випадку $K_{pc.3}$ велике, тому складова інтегральної частини вихідної напруги буде незначною в порівнянні з пропорційною.

У розглянутій структурній схемі регулюється повний струм, а не струм намагнічування, вимірити який неможливо. Для оптимального настроювання контуру збудження щодо струму намагнічування I_μ в коло зворотного зв'язку за струмом вмикають інерційну ланку зі сталою часу вихрових струмів, що враховує демпфірувальну дію вихрових струмів. Схема регулятора струму збудження при цьому має вигляд, показаний на рис. 11.16.

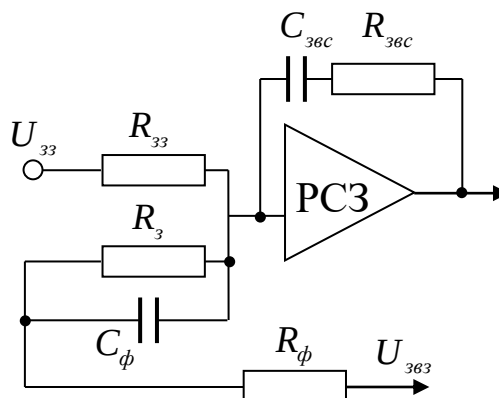


Рис.11.16. Схема регулятора струму збудження з урахуванням демпфірувальної дії вихрових струмів

Параметри кола, що відтворює демпфірування, знаходять з умови

$$T_{\text{вс}} = \frac{R_3 R_{\phi}}{R_3 + R_{\phi}} C_{\phi}. \quad (11.65)$$

Розрахунок параметрів регулятора струму збудження ведуть у такій послідовності

- задаються $C_{\phi} = (10 \div 100)$ мкФ;
- приймають $R_3 = R_{\phi}$;
- згідно з (11.65) обчислюють $R_3 + R_{\phi}$;
- приймають $R_{33} = R_3$ і згідно з виразом

$$K_{\text{рс.з}} = \frac{R_{3\text{вс}}}{R_{33}} = \frac{T_{3\Sigma}}{a_3 T_{\mu 3} (1/R_3) K_{\text{пр.з}} K_3} \text{ знаходять } R_{3\text{вс}}; \quad (11.66)$$

- з умови $R_{3\text{вс}} C_{3\text{вс}} = T_{3\Sigma}$ знаходять $C_{3\text{вс}}$.

Передаточна функція замкненого контуру струму відносно I_3

$$W_{3.3} = \frac{I_3(p)}{U_3(p)} = \frac{(1/K_3)(T_{\text{вс}}p+1)}{a_3 T_{\mu 3} p(T_{\mu 3}p+1)+1}. \quad (11.67)$$

Щодо струму намагнічування I_{μ}

$$W_{3.3} = \frac{I_{\mu}(p)}{U_3(p)} = \frac{(1/K_3)}{a_3 T_{\mu 3} p(T_{\mu 3}p+1)+1}. \quad (11.68)$$

Згідно з (11.66) коефіцієнт підсилення РСЗ, пропорційний T_3 , значення якої залежить від насичення магнітного кола. При малих струмах збудження T_3 збільшується, а при великих, навпаки, зменшується. Таким чином, якщо $K_{\text{рс.з}} = \text{const}$, то при зміні струму збудження порушується оптимальне настроювання контуру струму. Крім того, у випадку ПІ-регулятора міняється також ступінь компенсації сталої часу T_3 .

Якщо настроювання виконане, виходячи з номінального струму збудження, то при ослабленні потоку T_3 зростає і відбувається затягування перехідних процесів і недокомпенсація сталих часу збудження і вихрових

струмів. При настроюванні контуру струму збудження, виходячи з мінімального струму, спостерігаються протилежні явища, що ведуть до збільшення перерегулювання при зростанні струму збудження.

Настроювання контуру струму збудження значно спрощується при застосуванні датчика потоку з передаточною функцією аперіодичної ланки, коефіцієнт передачі якої $K_{\phi.n} = \Delta\Phi/\Delta I_z$ враховує криву намагнічування, а інерційність – дію вихрових струмів. У цьому випадку настроювання регулятора, виконане при номінальному струмі збудження, залишається оптимальним при роботі двигуна в другій зоні, коли $\Phi < \Phi_n$.

При настроюванні контуру регулювання ЕРС двигуна замкнений контур струму збудження зображується аперіодичною ланкою з передаточною функцією $W_{zz} = \frac{1/K_z}{a_z T_{\mu z} p + 1}$. Виходячи з цього, структурна схема контуру регулювання ЕРС має вигляд, наведений на рис. 11.17.

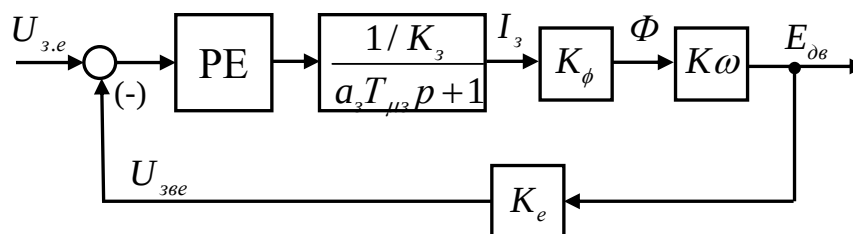


Рис. 11.17. Структурна схема контуру регулювання ЕРС двигуна

З урахуванням виразу бажаної передаточної функції $W_{об.е.} W_{pe} = W_{бе} = \frac{1}{a_e a_z T_{\mu z} p (a_z T_{\mu z} p + 1)}$ знаходять передаточну функцію регулятора ЕРС двигуна (РЕ)

$$W_{pe} = \frac{1}{a_e a_z T_{\mu z} K\omega K_{\phi} K_e (1/K_z) p}, \quad (11.69)$$

що являє собою інтегруючу ланку. Слід зазначити, що оптимальне настроювання контуру можливе лише при одній швидкості двигуна, тому що стала інтегрування регулятора ЕРС залежить від швидкості.

Оптимальне настроювання контуру ЕРС можна одержати введенням ділильного пристрою на виході регулятора РЕ, як показано на рис. 11.18.

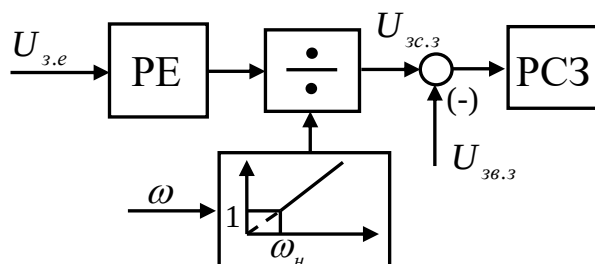


Рис. 11.18. Застосування ділильного пристрою на виході РЕ для оптимального настроювання контуру ЕРС

На основі викладених вище способів адаптації контурів регулювання швидкості та ЕРС двигуна структурна схема системи двозонного регулювання швидкості зображена на рис. 11.19.

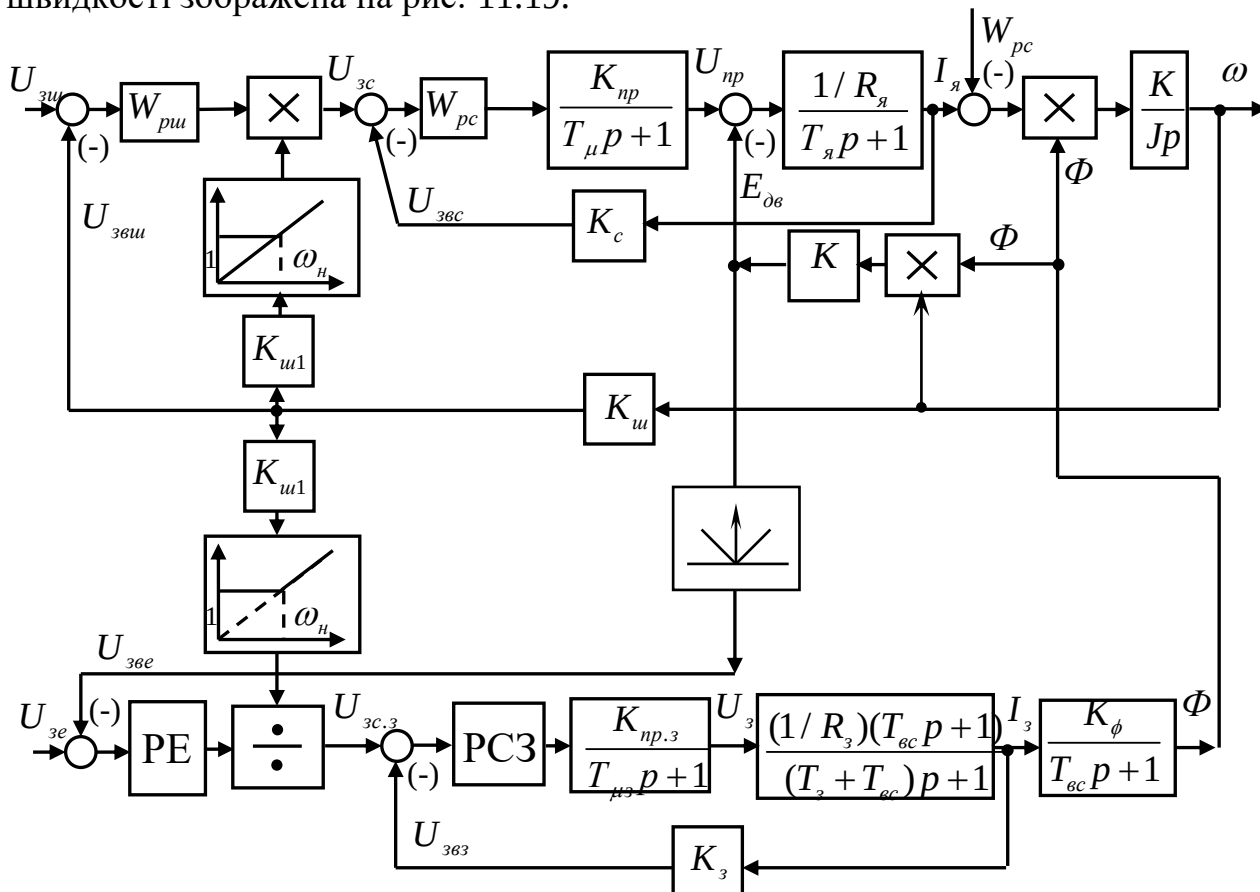


Рис. 11.19. Структурна схема системи двозонного регулювання швидкості

На цьому рисунку позначено:

$$W_{пу} = \frac{JK_c}{a_{ш} a_c T_{\mu} K_{\Phi} K_{ш}} = K_{пу} \text{ – П-регулятор швидкості;}$$

$$\text{або } W_{пу} = K_{пу} \frac{8T_{\mu} p + 1}{8T_{\mu} p} \text{ – ПП-регулятор швидкості;}$$

$$W_{pc} = \frac{T_{я} p + 1}{a_c T_{\mu} K_{np} (1/R_{я}) K_c p} \text{ – ПП-регулятор струму;}$$

$$W_{pe} = \frac{1}{a_e a_z T_{\mu z} K_{\omega} K_{\Phi} K_e (1/K_3) p} \text{ – І-регулятор ЕРС двигуна;}$$

$$W_{pc.3} = \frac{(T_3 + T_{вс})p + 1}{pa_3 T_{\mu 3} (1/R_3) K_{np.3} K_3} - \text{ПІ-регулятор струму збудження};$$

$$K_{ш1} = 1 / \omega_n K_{ш} - \text{настроювальний коефіцієнт.}$$

Приклад 11.1. Розрахувати параметри системи двозонного керування електроприводом із двигуном типу 2ПФ200ЛГ ($U_n = 220$ В; $P_n = 15$ кВт; $I_n = 82,6$ А; $n_n = 750$ об/хв; $n_{\max} = 2500$ об/хв; $\eta_n = 0,825$; номінальний потік $\Phi_n = 17,7 \cdot 10^{-3}$ Вб; $r_{об.я} = 0,125$ Ом; $r_{он} = 0,08$ Ом; $R_3 = 42$ Ом; індуктивність обмотки збудження $L_3 = 4,32$ Гн; $L_я = 4,6 \cdot 10^{-3}$ Гн; $J_{дв} = 0,3$ кг·м². Момент інерції робочої машини, зведений до вала двигуна $J_{рм} = 0,2$ кг·м². Індуктивність згладжувального дроселя, $L_{dp} = 3 \cdot 10^{-3}$ Гн; $R_{dp} = 3 \cdot 10^{-3}$ Ом). Реверсивний тиристорний перетворювач для живлення кола якоря, виконаний за трифазною мостовою схемою, одержує живлення від трансформатора ТС-25 ($S_n = 25$ кВА; з'єднання обмоток зірка-зірка; номінальна напруга обмоток трансформатора $U_1 / U_2 = 380 / 208$ В; номінальний струм відповідно первинної та вторинної обмоток $I_{1н} = 38$ А; $I_{2н} = 62,8$ А; напруга короткого замикання $U_K = 4\%$; потужність втрат при короткому замиканні $\Delta P_{кз} = 420$ Вт. СІФК виконана з лінійною опорною напругою $U_{он.макс} = 20$ В.

Живлення обмотки збудження здійснюється від тиристорного збудника ТЗ, виконаного за трифазною нульовою схемою з фазною напругою $U_\phi = 230$ В. СІФК з лінійною опорною напругою $U_{он.макс} = 20$ В. Опори обмоток дані при температурі $t_0 = 20^\circ \text{C}$.

Структурна схема приводу наведена на рис. 11.19.

Розв'язання. Повний опір фази трансформатора

$$Z_{mp} = \frac{U_K U_{2л}^2}{100 S_n} = \frac{4 \cdot 208^2}{100 \cdot 25 \cdot 10^3} = 0,07 \text{ Ом.}$$

Активний опір фази трансформатора

$$r_{mp} = \frac{\Delta P_{кз} U_{2л}}{S_{mp}^2} = \frac{420 \cdot 208^2}{(25 \cdot 10^3)^2} = 0,029 \text{ Ом.}$$

Індуктивний опір фази трансформатора

$$x_{mp} = \sqrt{Z_{mp}^2 - r_{mp}^2} = \sqrt{0,07^2 - 0,029^2} = 0,064 \text{ Ом.}$$

Індуктивність фази трансформатора

$$L_{mp} = \frac{x_{mp}}{2 \cdot \pi \cdot f_1} = \frac{0,064}{2 \cdot 3,14 \cdot 50} = 0,0002 \text{ Гн.}$$

Опір, зумовлений комутацією тиристорів

$$R_{\kappa} = \frac{m \cdot x_{mp}}{2 \cdot \pi} = \frac{6 \cdot 0,064}{2 \cdot 3,14} = 0,061 \text{ Ом,}$$

де $m = 6$ пульсаційність трифазного мостового перетворювача.

Сумарний опір якірного кола, зведений до температури обмоток $t_{np} = 90^\circ \text{C}$.

$$\begin{aligned} R_{я\Sigma} &= (r_{об.я} + r_{\partial n} + 2r_{mp}) \cdot [1 + (90 - t_0) \cdot \alpha] + R_{\kappa} = \\ &= (0,125 + 0,08 + 2 \cdot 0,029) \cdot \{1 + (90 - 20) \cdot 0,004\} + 0,061 = 0,398 \text{ Ом,} \end{aligned}$$

де $\alpha = 0,004$ – температурний коефіцієнт збільшення опору міді.

Сумарна індуктивність якірного кола

$$L_{я\Sigma} = L_{я} + 2L_{mp} + L_{\partial p} = 0,0046 + 2 \cdot 0,0002 + 0,003 = 0,008 \text{ Гн.}$$

Стала часу якірного кола

$$T_{я} = \frac{L_{я\Sigma}}{R_{я\Sigma}} = \frac{0,008}{0,398} = 0,02 \text{ с.}$$

Номінальна і максимальна кутові швидкості двигуна:

$$\omega_n = \frac{\pi n_n}{30} = \frac{3,14 \cdot 750}{30} = 78,5 \text{ рад/с; } \omega_{\max} = \frac{\pi n_{\max}}{30} = \frac{3,14 \cdot 2500}{30} = 261,7 \text{ рад/с.}$$

Конструктивний коефіцієнт двигуна при номінальному потоці

$$K\Phi_n = \frac{U_n - I_n(r_{об.я} + r_{\partial n})}{\omega_n} = \frac{220 - 82,6(0,125 + 0,08)}{78,5} = 2,587 \text{ Вс/рад.}$$

Конструктивна стала двигуна

$$K = \frac{K\Phi_H}{\Phi_H} = \frac{2,587}{17,7 \cdot 10^{-3}} = 146,2.$$

Номінальний момент двигуна

$$M_H = K\Phi_H I_H = 2,587 \cdot 82,6 = 213,7 \text{ Н}\cdot\text{м}.$$

Сумарний момент інерції системи

$$J = J_{\partial v} + J_{pm} = 0,3 + 0,2 = 0,5 \text{ кг}\cdot\text{м}^2.$$

Електромеханічна стала часу

$$T_M = \frac{JR_{\Sigma}}{(K\Phi_H)^2} = \frac{0,5 \cdot 0,398}{(2,587)^2} = 0,0298 \text{ с}.$$

Максимальне значення випрямленої ЕРС тиристорного перетворювача якірного кола

$$E_{d0} = K_{cx} U_{2л} = 1,35 \cdot 208 = 280,8 \text{ В},$$

де $K_{cx} = 1,35$ коефіцієнт схеми для трифазного мостового випрямлення; $U_{2л}$ — лінійна напруга вторинної обмотки трансформатора.

Максимальний коефіцієнт підсилення тиристорного перетворювача якірного кола

$$K_{np} = \frac{\pi E_{d0}}{U_{on.max}} = \frac{3,14 \cdot 280,8}{20} = 44,1.$$

Передаточна функція тиристорного перетворювача якірного кола при $T_\mu = 0,005 \text{ с}$

$$W_{np} = \frac{K_{np}}{T_\mu p + 1} = \frac{44,1}{0,005p + 1}.$$

Передаточна функція якірного кола

$$W_{\Sigma} = \frac{1/R_{\Sigma}}{T_{\Sigma} p + 1} = \frac{1/0,398}{0,02p + 1}.$$

Передаточна функція регулятора струму якоря

$$W_{pc} = K_{pc} \frac{T_{я}^{p+1}}{T_{я}^p} = 0,3 \cdot \frac{0,02^{p+1}}{0,02^p},$$

де $K_{pc} = T_{я} R_{я\Sigma} / a_c T_{\mu} K_{np} K_c = 0,02 \cdot 0,398 / 2 \cdot 0,005 \cdot 44,1 \cdot 0,06 = 0,3$;

$K_c = U_{к.мах} / I_{я.дон} = 10 / 2I_n = 10 / 2 \cdot 82,6 = 0,06$ – коефіцієнт зворотного зв'язку за струмом якоря; $a_c = 2$ – коефіцієнт настроювання контуру струму.

Передаточна функція П-регулятора швидкості

$$K_{pi} = \frac{JK_c}{a_{ш} a_c T_{\mu} K_{\Phi} K_n K_{ш}} = \frac{0,5 \cdot 0,06}{2 \cdot 2 \cdot 0,005 \cdot 2,587 \cdot 0,038} = 15,25,$$

де $a_{ш} = 2$ – коефіцієнт настроювання контуру швидкості;

$K_{ш} = U_{к.мах} / \omega_{мах} = 10 / 261,7 = 0,038$ – коефіцієнт зворотного зв'язку за швидкістю.

Передаточна функція ПІ-регулятора швидкості

$$W_{pi} = K_{pi} \frac{8T_{\mu}^{p+1}}{8T_{\mu}^p} = 15,25 \cdot \frac{0,04^{p+1}}{0,04^p}.$$

Коефіцієнт передачі ділильного та множного пристроїв (рис. 11.19)

$$K_{ш1} = 1 / \omega_n K_{ш} = 1 / 78,5 \cdot 0,038 = 0,335.$$

Для розрахунку системи ослаблення поля приймаємо сталу часу вихрових струмів $T_{вс} = 0,1T_z = 0,1 \cdot 0,103 = 0,0103$ с, де $T_z = L_z / R_z = 4,32 / 42 = 0,103$ с.

Сумарна стала часу обмотки збудження

$$T_{з\Sigma} = T_z + T_{вс} = 0,103 + 0,0103 = 0,113.$$

Максимальне випрямлення напруги тиристорного збудника з трифазною нульовою схемою випрямлення

$$E_{dз} = K_{сх} U_{\phi} = 1,17 \cdot 230 = 270 \text{ В}.$$

Максимальний коефіцієнт підсилення тиристорного збудника при $U_{он.мах} = 20 \text{ В}$

$$K_{np.3} = \frac{\pi E_{d3}}{U_{on.max}} = \frac{\pi \cdot 270}{20} = 42,4.$$

Передаточна функція ПІ-регулятора струму збудження

$$W_{pc.3} = K_{pc.3} \frac{(T_3 + T_{в.с})p + 1}{(T_3 + T_{в.с})p} = 5,94 \cdot \frac{0,113p + 1}{0,113p},$$

де $K_{pc.3} = \frac{T_3 + T_{в.с}}{a_3 T_{\mu 3} (1/R_3) K_{np.3} K_3} = \frac{0,103 + 0,0103}{2 \cdot 5 \cdot 10^{-3} \cdot (1/42) \cdot 42,4 \cdot 1,89} = 5,94$ – коефіцієнт

підсилення регулятора струму збудження; $a_3 = 2$ – коефіцієнт настроювання контуру струму збудження; $K_3 = U_{к.мах} / I_{3.н} = 10/5,24 = 1,89$ – коефіцієнт зворотного зв'язку за струмом збудження.

Передаточна функція І-регулятора ЕРС двигуна

$$W_{pe} = \frac{K_3}{a_e a_3 T_{\mu 3} K \omega_n K_\phi K_e p} = \frac{1,89}{2 \cdot 2 \cdot 0,005 \cdot 146,2 \cdot 78,5 \cdot 3,38 \cdot 10^{-3} \cdot 0,049 p} = \frac{49,72}{p}$$

де $K_e = \frac{U_{к.мах}}{E_{дв.н}} = \frac{10}{220 - I_n (r_{об.я} + r_{дн})} = \frac{10}{220 - 82,6(0,125 + 0,08)} = 0,049$ –

коефіцієнт зворотного зв'язку за ЕРС двигуна;

$$K_\phi = \frac{\Phi_n}{I_{3.н}} = \frac{17,7 \cdot 10^{-3}}{5,24} = 3,38 \cdot 10^{-3} \text{ – коефіцієнт передачі магнітного потоку для}$$

номінального режиму.

На рис. 11.20 наведено криві перехідного процесу при пуску приводу до максимальної швидкості під відсічку та від задавача інтенсивності.

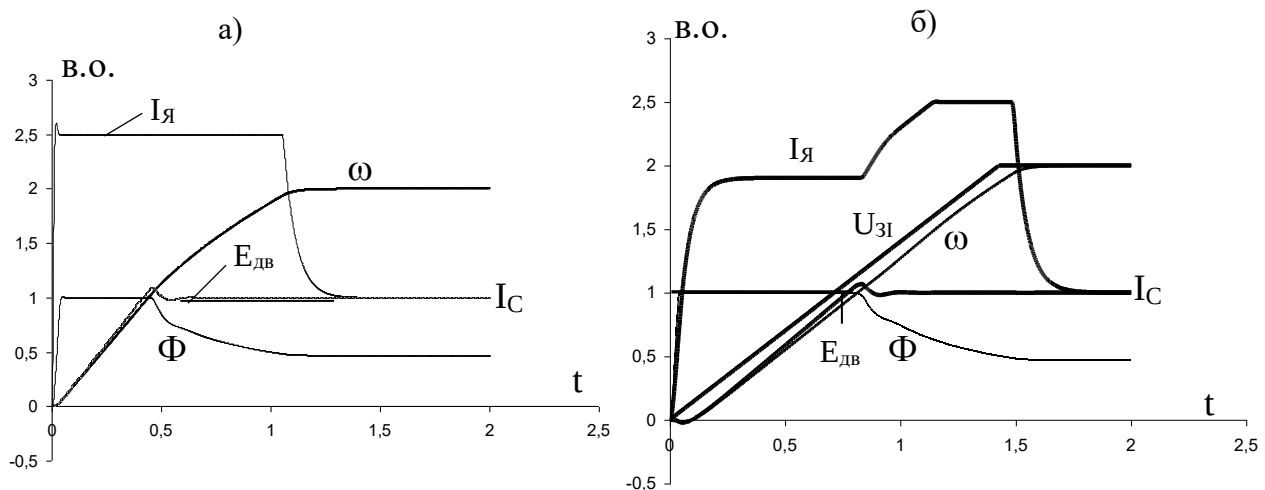


Рис. 11.20. Графіки перехідного процесу при пуску двигуна до максимальної швидкості:
а – пуск під відсічку; б – пуск від задавача інтенсивності

11.9. Одноконтурна система регулювання струму збудження

Структурна схема одноконтурної системи регулювання струму збудження (підтримка сталості ЕРС двигуна) наведена на рис. 11.21.

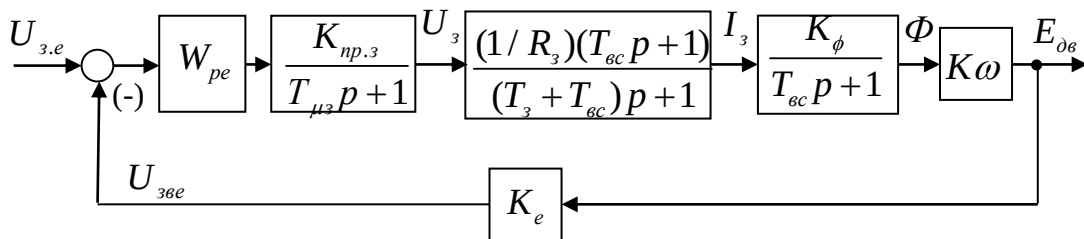


Рис. 11.21. Структурна схема одноконтурної системи регулювання струму збудження

Умовою оптимального настроювання є ПІ-регулятор ЕРС з передаточною функцією

$$W_{pe} = \frac{T_з p + 1}{a_e T_{μз} K_{np.з} (1/R_з) K_φ K_ω K_e p} = K_{pe} + \frac{1}{T_{ie} p}, \quad (11.70)$$

де $K_{pe} = T_з / T_{ie}$; $T_{ie} = a_e T_{μз} K_{np.з} (1/R_з) K_φ K_ω K_e$ – стала інтегрування регулятора ЕРС.

Якщо $T_з$ значно більше $T_{μз}$, то, як уже відзначалося, замість ПІ-регулятора можна застосувати П-регулятор. Уведення в контур регулювання ділильного пристрою (рис. 11.18) забезпечує оптимальне настроювання у всьому діапазоні зміни швидкості. Одноконтурна система підтримки сталості ЕРС відрізняється меншою кількістю регуляторів, простотою настроювання та підвищеною швидкодією.

Розрахункова швидкодія та якість перехідних процесів у системі регулювання струму збудження можливі лише при наявності необхідного запасу за напругою тиристорного збудника, що реалізує форсування перехідних процесів ($U_{np.з} = \alpha U_{зн}$, де α – коефіцієнт форсування).

Для двоконтурних систем підпорядкованого регулювання струму збудження величина коефіцієнта форсування може бути визначена за

допомогою виразу $\alpha = T_e / t_e + 1$, де t_e – час гальмування приводу з основної швидкості до нуля.

11.10. Застосування методу стандартних характеристичних поліномів для синтезу систем підпорядкованого регулювання

Системи підпорядкованого регулювання з послідовною корекцією, поряд з перевагами (незалежність і простота настроювання кожного контуру, зручність обмеження координат), мають істотний недолік – зниження більш ніж у два рази швидкодії кожного наступного контуру.

Більш правильний і сучасний підхід до проблеми оптимізації систем підпорядкованого регулювання полягає в одночасному настроюванні всіх параметрів електромеханічної системи методом стандартних характеристичних поліномів (біноміальний, інтегрально-технічний оптимум (ІТО), Баттерворта, Чебишева та ін.). Ці методи базуються на однозначному зв'язку показників якості перехідного процесу з коефіцієнтами характеристичного рівняння САР. Вибором відповідного стандартного (типового) характеристичного рівняння з відомим розподілом коренів можна забезпечити необхідні динамічні показники проектованої системи.

Таким чином, є можливість забезпечення систем підпорядкованого регулювання динамічними показниками, що відповідають будь-якій стандартній формі перехідних процесів. Загальний порядок синтезу САР методом стандартних форм характеристичних поліномів полягає у виборі відповідного стандартного полінома, динамічні показники якого задовольняють запропонованим вимогам до проектованої системи. Варіюючи параметрами регуляторів і зворотних зв'язків, домагаються рівності коефіцієнтів при однакових ступенях p характеристичних поліномів проектованої системи та обраного стандартного.

Розглянемо розрахунок параметрів системи підпорядкованого регулювання з П-регулятором швидкості методом стандартних форм перехідного процесу (стандартних характеристичних рівнянь). Структурна схема САР наведена на рис. 11.22.

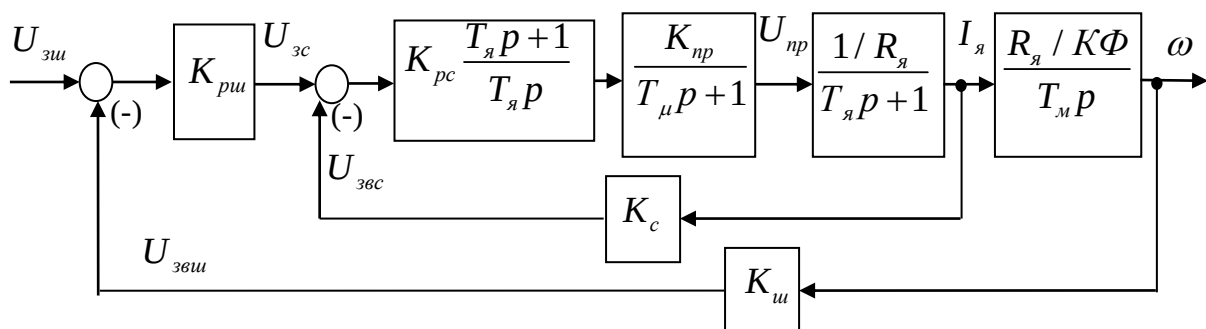


Рис. 11.22. Структурна схема системи підпорядкованого регулювання з П-регулятором швидкості

Як і при розрахунку класичним способом систем підпорядкованого регулювання вибирають $T_{pc} = T_{я}$. При цьому передаточна функція замкненого контуру струму

$$W_{з.с} = \frac{K_{pc} K_{np} (1 / R_{я})}{T_{я} T_{\mu} p^2 + T_{я} p + K_{\Sigma c}}, \quad (11.71)$$

де $K_{\Sigma c} = K_{pc} K_{np} K_c (1 / R_{я})$ – сумарний коефіцієнт передачі замкненого контуру струму.

З урахуванням (11.71) передаточна функція розімкненого контуру швидкості

$$W = \frac{K_{pi} K_{pc} K_{np} (1 / K\Phi)}{(T_{я} T_{\mu} p^2 + T_{я} p + K_{\Sigma c}) T_{м} p}.$$

З урахуванням коефіцієнта $K_{и}$ зворотного зв'язку за швидкістю (рис. 11.22) передаточна функція замкненого контуру швидкості

$$W_{з.и} = \frac{K_{\Sigma и}}{T_{м} T_{я} T_{\mu} p^3 + T_{м} T_{я} p^2 + K_{\Sigma c} T_{м} p + K_{\Sigma и} K_{и}}, \quad (11.72)$$

де позначено $K_{\Sigma и} = K_{pi} K_{pc} K_{np} (1 / K\Phi)$.

Згідно з (11.72) характеристичне рівняння має вигляд

$$H(p) = p^3 + \frac{1}{T_{\mu}} p^2 + \frac{K_{\Sigma c}}{T_{я} T_{\mu}} p + \frac{K_{\Sigma и} K_{и}}{T_{м} T_{я} T_{\mu}} = 0. \quad (11.73)$$

Переходячи до відносного часу $\tau = K_{н} t$ (введення нового оператора диференціювання $S = p / K_{н}$), одержимо з (11.73)

$$H(s) = K_{н}^3 s^3 + \frac{1}{T_{\mu}} K_{н}^2 s^2 + \frac{K_{\Sigma c}}{T_{я} T_{\mu}} K_{н} s + \frac{K_{\Sigma и} K_{и}}{T_{м} T_{я} T_{\mu}} = 0, \quad (11.74)$$

де $K_{н}$ – коефіцієнт нормування (найчастіше середньгеометричний корінь, що побічно характеризує швидкодію системи).

Розділивши (11.74) на $K_{н}^3$, одержимо нормоване характеристичне рівняння проектованої системи

$$H(s) = s^3 + A_2 s^2 + A_1 s + A_0 = 0, \quad (11.75)$$

де $A_2 = 1/T_\mu K_n$; $A_1 = K_{\Sigma c} / T_\mu T_\mu K_n^2$; $A_0 = K_{\Sigma u} K_{\Sigma i} / T_\mu T_\mu T_\mu K_n^3$.

Стандартне нормоване рівняння третього порядку

$$H(s) = s^3 + A_{2H}s^2 + A_{1H}s + 1 = 0. \quad (11.76)$$

Прирівнюючи коефіцієнти при однакових ступенях s рівнянь (11.75) і (11.76), маємо:

$$A_{2H} = A_2 / K_n; \quad A_{1H} = A_1 / K_n^2; \quad A_{0H} = 1 = A_0 / K_n^3. \quad (11.77)$$

З наведених співвідношень і $\tau = K_n t$ впливає три можливих способи вибору коефіцієнта нормування K_n :

– якщо немає жорстких вимог до часу перехідного процесу, то $K_n = A_2 / A_{2H}$ (при цьому спрощується розрахунок САР). У загальному випадку

$$K_n = A_{n-1} / A_{(n-1)H}; \quad (11.78)$$

– коли задано час перехідного процесу, то $K_n = \tau_{пер} / t_{пер}$, де $\tau_{пер}$ – нормований час перехідного процесу обраного типового характеристичного рівняння;

– співвідношення $K_n = \sqrt[3]{A_0}$ використовується у випадку, коли заздалегідь задані коефіцієнти підсилення регуляторів.

Зі спільного рішення (11.77) знаходимо:

– коефіцієнт нормування

$$K_n = 1 / T_\mu; \quad (11.79)$$

– коефіцієнт підсилення регулятора струму

$$K_{pc} = \frac{T_\mu R_\mu A_{1H}}{K_{np} K_c T_\mu A_{2H}^2}; \quad (11.80)$$

– коефіцієнт підсилення регулятора швидкості

$$K_{psi} = \frac{T_\mu K_\Phi K_c}{T_\mu R_\mu K_{\Sigma i} A_{1H} A_{2H}}. \quad (11.81)$$

Вибір нормованого рівняння, що відповідає, наприклад, інтегрально-технічному оптимуму (ІТО)

$$H_{нор}(s) = s^3 + 1,75s^2 + 2,15s + 1 = 0 \quad (11.82)$$

забезпечує кращі динамічні показники приводу за керуючою і збурюючою дією (зменшується динамічний спад швидкості та час його відновлення).

11.11. Параметричний синтез системи ТП-Д з ПІ-регулятором швидкості методом стандартних характеристичних поліномів

Структурна схема системи буде такою ж, як і на рис. 11.22, але передаточна функція регулятора швидкості має вигляд:

$$W_{pi} = K_{pi} \frac{T_{pi}p + 1}{T_{pi}p}. \quad (11.83)$$

З урахуванням (11.83) передаточна функція замкненого контуру швидкості з ПІ-регулятором швидкості

$$W_{3.ш} = \frac{K_{\Sigma ш} (T_{pi}p + 1)}{T_{pi} T_m T_j T_\mu p^4 + T_{pi} T_m T_j p^3 + T_{pi} T_m K_{\Sigma c} p^2 + K_{\Sigma ш} K_{ш} T_{pi} p + K_{\Sigma ш} K_{ш}}, \quad (11.84)$$

де $K_{\Sigma c} = K_{pc} K_{np} K_c (1/R_j)$; $K_{\Sigma ш} = K_{pi} K_{np} K_{pc} (1/K\Phi)$ – сумарні коефіцієнти підсилення контурів струму та швидкості.

Якщо на вході системи ввімкнути фільтр із передаточною функцією $W_\phi = 1/(T_{pi}p + 1)$, щоб компенсувати нуль передаточної функції (11.84) (корінь чисельника), то характеристичне рівняння можна записати таким чином:

$$H(p) = p^4 + \frac{1}{T_\mu} p^3 + \frac{K_{\Sigma c}}{T_j T_\mu} p^2 + \frac{K_{\Sigma ш} K_{ш}}{T_m T_j T_\mu} p + \frac{K_{\Sigma ш} K_{ш}}{T_{pi} T_m T_j T_\mu} = 0. \quad (11.85)$$

Увівши новий оператор диференціювання $p = K_H s$, одержимо з (11.85)

$$H(s) = s^4 + A_3 s^3 + A_2 s^2 + A_1 s + A_0 = 0, \quad (11.86)$$

де позначено: $A_3 = 1/T_\mu K_H$; $A_2 = K_{\Sigma c} / T_j T_\mu K_H^2$; $A_1 = K_{\Sigma ш} K_{ш} / T_m T_j T_\mu K_H^3$;

$$A_0 = K_{\Sigma ш} K_{ш} / T_{pi} T_m T_j T_\mu K_H^4. \quad (11.87)$$

Нормоване стандартне рівняння четвертого порядку

$$H_{нор}(s) = s^4 + A_{3н} s^3 + A_{2н} s^2 + A_{1н} s + 1 = 0. \quad (11.88)$$

Дорівнюючи коефіцієнти наведених рівнянь при однакових степенях s , одержимо рівняння для розрахунку параметрів САР:

– коефіцієнт нормування

$$K_H = 1/T_\mu; \quad (11.89)$$

– коефіцієнт підсилення регулятора струму

$$K_{pc} = \frac{T_\gamma A_{2H}}{K_{np} K_c (1/R_\gamma) T_\mu A_{3H}^2}; \quad (11.90)$$

– коефіцієнт підсилення регулятора швидкості

$$K_{pш} = \frac{T_m K_\Phi K_c A_{1H}}{A_{3H} A_{2H} T_\mu K_{ш} R_\gamma}; \quad (11.91)$$

– стала часу регулятора швидкості

$$T_{pш} = A_{1H} A_{3H} T_\mu. \quad (11.92)$$

У табл. 11.1 наведені коефіцієнти та показники якості перехідного процесу для деяких стандартних рівнянь четвертого порядку (позначення ті ж, що й у табл. 10.1).

Таблиця 11.1

Критерій настроювання	Коефіцієнти нормованого рівняння			Перерегулювання, σ , %	$\tau_{\sigma H}$	$t_{пер.н}$
	A_{3H}	A_{2H}	A_{1H}			
ІТО	2,1	3,4	2,7	10,2	4	4,7
Баттерворта	2,6	3,4	2,6	12	5,6	6,9
Соколова	4,04	8,1	4,04	4,8	11	7,4

11.12. Стандартне настроювання системи Г-Д з тиристорним збудником

Для реалізації стандартного настроювання на технічний оптимум контур регулювання струму якоря в системі Г-Д може бути виконаний двома способами: застосуванням ПД-регулятора струму для компенсації двох великих сталих часу генератора T_γ і якоря T_α ; введенням у схему підпорядкованого контуру струму контуру регулювання ЕРС генератора. Для останнього випадку функціональна схема приводу зображена на рис. 11.23.

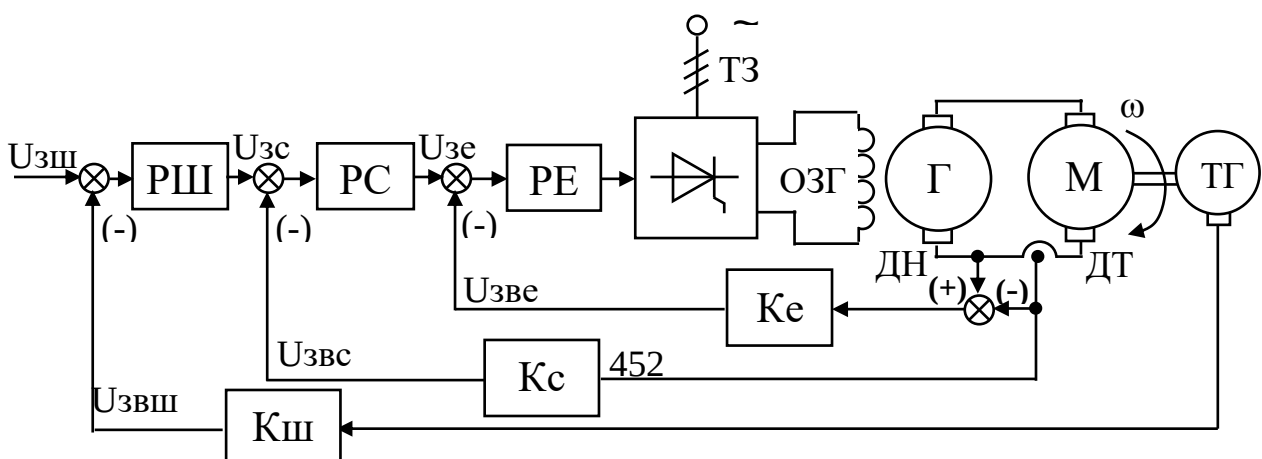


Рис. 11.23. Функціональна схема триконтурної системи підпорядкованого регулювання швидкості в системі Г-Д: РШ, РС, РЕ – відповідно регулятори швидкості, струму та ЕРС генератора

Структурна схема підпорядкованого регулювання швидкості в системі Г-Д з урахуванням рис. 11.23 наведена на рис. 11.24.

Застосувавши метод оптимізації контурів регулювання за допомогою бажаної передаточної функції, одержимо для контуру ЕРС генератора

$$W_{\delta.e} = \frac{1}{a_e T_\mu p (T_\mu p + 1)}. \quad (11.93)$$

Передаточна функція об'єкта регулювання ЕРС генератора згідно з рис. 11.24

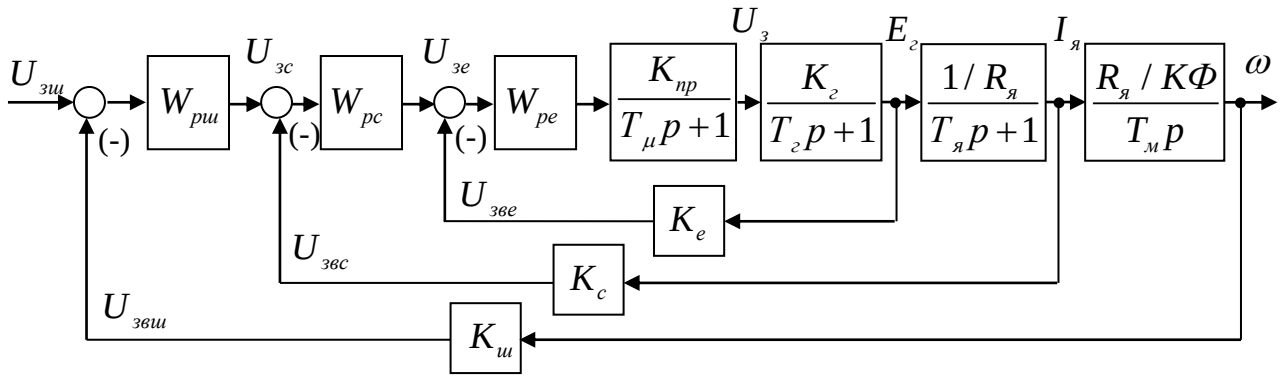


Рис. 11.24. Структурна схема підпорядкованого регулювання швидкості в системі Г-Д з тиристорним збудником

$$W_{об.e} = \frac{K_{нр} K_z K_e}{(T_\mu p + 1)(T_z p + 1)}, \quad (11.94)$$

де $K_z = E_{2H} / U_{3.H}$ – коефіцієнт передачі генератора для номінального режиму;
 $K_e = U_{к.мах} / E_{2.H}$ – коефіцієнт зворотного зв'язку за ЕРС генератора; $K_{нр}$ – коефіцієнт підсилення тиристорного перетворювача.

Зі спільного рішення останніх двох рівнянь одержимо:

$$W_{ре} = \frac{W_{\delta.e}}{W_{об.e}} = \frac{T_z p + 1}{a_e T_\mu K_{нр} K_z K_e p} = K_{pe} + \frac{1}{T_{ie} p}, \quad (11.95)$$

де $K_{pe} = T_e / T_{i.e}$ – коефіцієнт підсилення РЕ; $T_{i.e} = a_e T_\mu K_{np} K_e K_e$ – стала інтегрування регулятора ЕРС; $T_\mu = T_{np}$; a_e – коефіцієнт настроювання контуру ЕРС ($a_e = 2$ при настроюванні на технічний оптимум).

Замкнений контур регулювання ЕРС генератора відносно E_2

$$W_{3.e} = \frac{1 / K_e}{a_e T_\mu p (T_\mu p + 1) + 1} \quad (11.96)$$

являє собою коливальну ланку і при виборі $a_e = 2$ має перерегулювання $\sigma = 4,3\%$, а коефіцієнт затухання $\xi_e = \sqrt{2} / 2$.

При розрахунку контуру струму якоря замкнений оптимізований контур ЕРС генератора зображують аперіодичною ланкою (зневажається складова при p^2)

$$W_{3.e} = \frac{1 / K_e}{a_e T_\mu p + 1}.$$

Виходячи з цього передаточна функція об'єкта регулювання струму якоря набуває вигляду:

$$W_{об.с} = \frac{(1 / K_e)(1 / R_\gamma) K_c}{(a_e T_\mu p + 1)(T_\gamma p + 1)}. \quad (11.97)$$

З урахуванням бажаної передаточної функції контуру струму

$$W_{б.с} = \frac{1}{a_c a_e T_\mu p (a_e T_\mu p + 1)},$$

передаточна функція регулятора струму

$$W_{pc} = \frac{W_{б.с}}{W_{об.с}} = \frac{K_e R_\gamma (T_\gamma p + 1)}{a_c a_e K_c T_\mu p} = K_{pc} + \frac{1}{T_{ic} p}, \quad (11.98)$$

де $K_{pc} = T_\gamma / T_{ic}$; $T_{ic} = a_c a_e K_c T_\mu / K_e R_\gamma$ – стала інтегрування регулятора струму; a_c – коефіцієнт настроювання контуру струму, дорівнює двом при настроюванні на технічний оптимум.

При настроюванні контуру швидкості замкнутий контур струму уявляють аперіодичною ланкою

$$W_{3.c} = \frac{1 / K_c}{a_c a_e T_\mu p + 1}.$$

З врахуванням цього передаточна функція об'єкта регулювання швидкості

$$W_{об.ш} = \frac{(1/K_c)R_{\gamma}(1/K\Phi)K_{ш}}{(a_c a_e T_{\mu} p + 1)T_{\mu} p}. \quad (11.99)$$

Бажана передаточна функція контуру швидкості

$$W_{б.ш} = \frac{1}{a_{ш} a_c a_e T_{\mu} p (a_c a_e T_{\mu} p + 1)}. \quad (11.100)$$

Зі спільного розв'язання цих рівнянь знаходимо передаточну функцію регулятора швидкості

$$W_{p.ш} = \frac{W_{б.ш}}{W_{об.ш}} = \frac{T_{\mu} K_c K\Phi}{a_{ш} a_c a_e R_{\gamma} K_{ш} T_{\mu}} = K_{pш}. \quad (11.101)$$

Важливою особливістю системи Г-Д є велика стала часу обмотки збудження генератора $T_{\epsilon} = L_{0.3} / R_{0.3}$, для компенсації якої потрібне форсування перехідних процесів. Для цього повинний бути необхідний запас щодо напруги тиристорного збудника $U_{np} = \alpha U_{3.H}$, де α – коефіцієнт форсування; $U_{3.H}$ – номінальна напруга збудження генератора.

Найчастіше на практиці необхідне значення коефіцієнта форсування α вибирається з умови забезпечення заданого часу пуску

$$\alpha = \frac{1}{1 - e^{-t_{nep} / T_{\epsilon}}}, \quad (11.102)$$

де $t_{nep} = t_n - (2 \div 3)T_{\mu}$ – необхідний час наростання ЕРС генератора до номінального значення; t_n – необхідний час пуску приводу; T_{μ} – електромеханічна стала часу приводу.

Отже, збільшення швидкодії системи Г-Д (компенсація сталої часу T_2) здійснюється відповідним форсуванням напруги збудження, що викликає зростання потужності тиристорного збудника $P_{т.з} = \alpha U_{3.H} I_{3.H}$. Тому на практиці для тиристорних збудників приймають коефіцієнт форсування $\alpha = 2 \div 4,0$.

11.13. Оптимізація частотно-регульованого асинхронного електроприводу з релейними регуляторами струму та векторним керуванням

Реалізація режиму джерела струму в автономному інверторі здійснюється, як це було показано в розділі 4, введенням релейних регуляторів струму, на вхід яких подається різниця сигналів завдання та зворотних зв'язків.

Функціональна схема приводу з релейним регулятором струму наведена на рис. 9.5, 9.6.

Якщо в автономному інверторі реалізується режим джерела струму, то математичний опис асинхронного двигуна (4.97) значно спрощується, тому що струм статора є сигналом завдання.

Якщо в обертовій системі координат вісь x зорієнтована по потокозчепленню ротора ($\psi_{2y} = 0$), тоді згідно з (4.99) рівняння асинхронного двигуна можна подати у вигляді:

$$\left. \begin{aligned} \psi_{2x}(1 + pT_2) &= L_m i_{1x}; \\ \psi_{2x}(\omega_1 - Z_n \omega) &= i_{1y} R_2' K_2; \\ M &= \frac{3}{2} Z_n K_2 \psi_{2x} i_{1y}; \\ M - M_c &= Jp\omega, \end{aligned} \right\} \quad (11.103)$$

де $T_2 = L_2 / R_2$ – стала часу кола ротора; $L_2 = L_m + L_{2\sigma}$ – повна індуктивність обмотки ротора; R_2' – зведений опір обмотки ротора; $L_m = (3/2)L_0$ – еквівалентна взаємодуктивність статора і ротора в результаті дії трьох фаз; ω_1 – кутова частота живильної напруги (швидкість координатних осей); $K_2 = L_m / L_2$ – коефіцієнт електромагнітного зв'язку ротора; Z_n – кількість пар полюсів.

Структурна схема асинхронного двигуна, що відповідає наведеним рівнянням, зображена на рис. 4.33. Необхідна швидкість обертання координатних осей (завдання на частоту струму) реалізується в цьому випадку відповідно до формули

$$\omega_1 = Z_n \omega + i_{1y} K_2 R_2' / \psi_{2x}, \quad (11.104)$$

а кутове положення координатних осей визначається інтегруванням наведеного рівняння.

При керуванні асинхронним двигуном від АІН з ШІМ із властивостями джерела струму система регулювання електроприводом будується часто з використанням регулятора моменту в каналі швидкості.

Відповідно до третього рівняння системи (11.103) складова струму по осі y визначається як:

$$i_{1y} = \frac{2M}{3Z_n K_2 \psi_{2x}}. \quad (11.105)$$

Отже, якщо сигнал з виходу регулятора швидкості розділити на $1,5Z_n K_2 \psi_{2x}$, то одержимо завдання на струм i_{1y} по осі y .

При синтезі САР з релейними регуляторами струму по гладкій складовій струму статора замкнений контур струму можна подати безінерційною $W_{3,c} = 1 / K_c$ чи аперіодичною ланкою з передаточною функцією

$$W_{3.c} = \frac{1/K_c}{T_\mu p + 1},$$

де K_c – коефіцієнт зворотного зв'язку за струмом; T_μ – некомпенсована мала стала часу, яку найчастіше приймають $T_\mu = (2 \div 3)T_0$, де $T_0 = 1/f_{\max}$ – мінімальна тривалість періоду комутації, що відповідає максимальній частоті ШІМ.

З урахуванням викладеного структурна схема регулювання потоку та моменту асинхронного двигуна наведена на рис. 11.25.

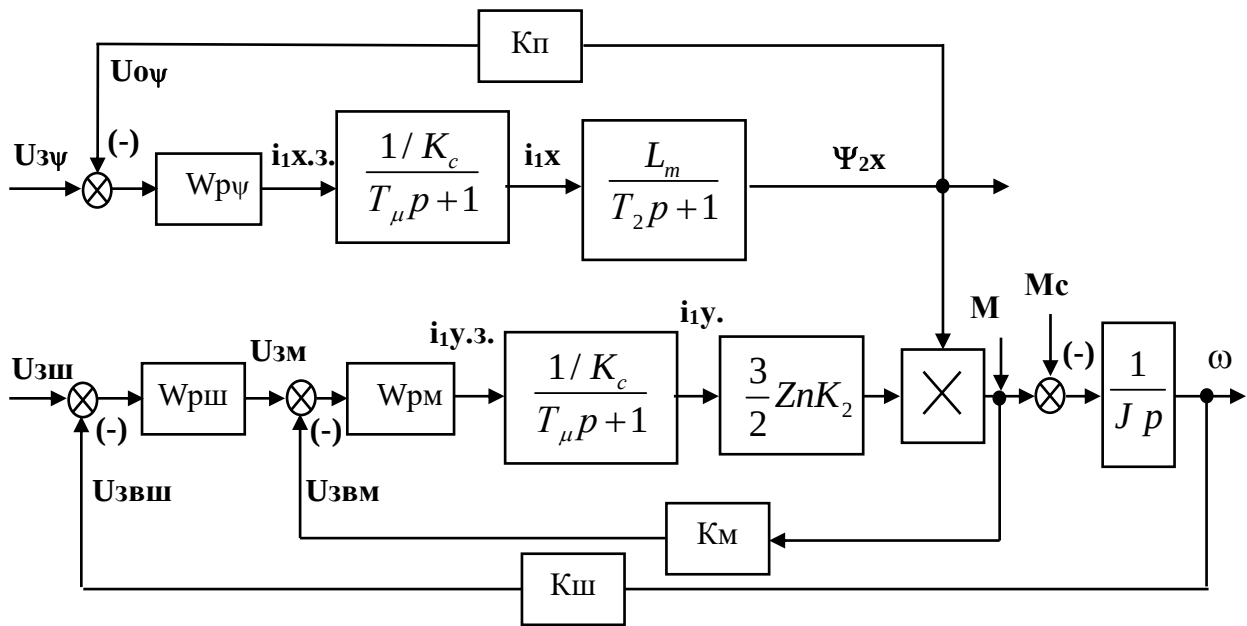


Рис.11.25. Структурна схема регулювання потоку та моменту асинхронного електроприводу з релейним регулятором струму

Використовуючи викладений вище спосіб оптимізації контурів систем підпорядкованого регулювання, знаходимо передаточні функції регуляторів моменту, швидкості та потоку:

$$W_{pm} = \frac{2K_c}{3a_m T_\mu Z_n K_2 K_m \psi_{2X} p};$$

$$W_{pu} = \frac{K_m J}{a_u a_m T_\mu K_u} = K_{pu};$$

$$W_{p\psi} = \frac{K_c (T_2 p + 1)}{a_n T_\mu L_m K_n p},$$

де a_m , a_u , a_n – коефіцієнти настроювання відповідних контурів, які при настроюванні на технічний оптимум дорівнюють двом; K_m , K_u , K_n , K_c –

коефіцієнти зворотних зв'язків за моментом, швидкістю, потоком та струмом статора.

Для підвищення статичної точності використовують ПІ-регулятор швидкості з передаточною функцією

$$W_{pi} = K_{pi} \frac{4T_{\mu}p + 1}{4T_{\mu}p}.$$

11.14. Оптимізація частотно-регульованого електроприводу на основі перетворювача частоти з ШІМ із властивостями джерела напруги

Структурна схема асинхронного двигуна, побудована на основі виразів (4.98) і (4.99) наведена на рис. 4.32. У цьому випадку асинхронний двигун (об'єкт керування) складається з двох взаємозалежних контурів, залежність яких зумовлена наявністю чотирьох внутрішніх і перехресних зв'язків, три з яких є нелінійними (рис. 4.32).

Відповідно до принципу підпорядкованого регулювання координат САР містить два канали керування (потoku та моменту). Внутрішніми регуляторами обох каналів є регулятори струмів i_{1x} і i_{1y} , на виході яких здійснюється компенсація основних перехресних зв'язків (рис. 9.7). Зовнішнім контуром регулятора моменту є контур швидкості. Функціональна схема приводу АІН з ШІМ зображена на рис. 11.26.

З урахуванням рис. 4.32 та 11.26 структурна схема САР асинхронного двигуна на основі АІН з ШІМ наведена на рис. 11.27, де $T_1' = L_{1n} / R_1'$; $L_{1n} = L_1 - L_m^2 / L_2$; $R_1' = R_1 + k_2^2 R_2'$. Передаточні функції регуляторів з урахуванням позначень рис 11.27 визначаються таким чином:

– регулятори струму по осях x і y .

$$W_{pc} = \frac{T_1'p + 1}{a_c T_{\mu} K_{np} K_c (1 / R_1') p};$$

– регулятор моменту

$$W_{p.m} = \frac{K_c}{a_c a_m T_{\mu} K_m K p}; \text{ де } K = \frac{3}{2} Z_n \psi_2 K_2;$$

– регулятор швидкості (пропорційний)

$$W_{p.wi} = \frac{J}{a_{wi} a_c a_m T_{\mu} K_{wi} (1 / K_m)} = K_{pi};$$

– ПІ-регулятор швидкості

$$W_{p.wi} = K_{pi} \frac{4T_{\mu}p + 1}{T_{\mu}p};$$

– регулятор потоку ψ_2

$$W_{p\psi} = \frac{T_2 p + 1}{a_c a_{\psi} T_{\mu} (1 / K_c) L_m K_n p}.$$

де $K_{np} = U_{кн} / U_d$ - коефіцієнт передачі перетворювача; $U_{кн}, U_d$ - номінальна напруга керування й у ланці постійного струму; $T_{\mu ш} = a_{ш} a_c a_m T_{\mu}$.

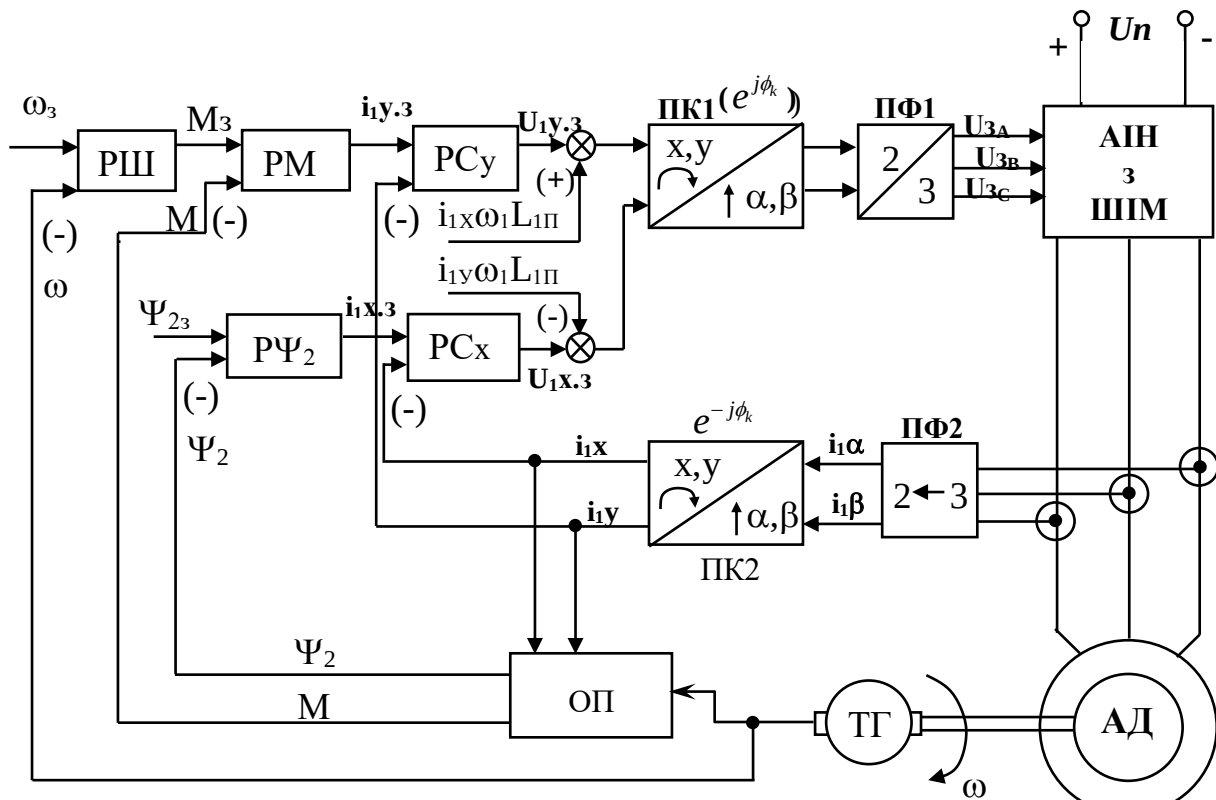


Рис. 11.26. Функціональна схема регулювання моменту та потоку асинхронного двигуна на основі АІН з ШІМ (ОП – обчислювальний пристрій; $i_{1x}\omega_1 L_{1п}$, $i_{1y}\omega_1 L_{1п}$ – компенсація перехресних зв'язків; ПК1...ПК2 – перетворювачі координат; ПФ1...ПФ2 – перетворювачі фаз

Для розглянутої схеми некомпенсована мала стала часу внутрішнього контуру струму приймається $T_{\mu} = 0,001 - 0,002$ с.

При реалізації САР частотно-регульованих електроприводів виникають певні складності, зумовлені такими обставинами:

- керування асинхронним електродвигуном в обертовій системі координат, орієнтованій по потокозчепленню ротора, вимагає високої точності визначення його просторового положення, оскільки похибка його виміру призводить до коливань електромагнітного моменту в динамічних режимах;

– при зміні температури та режиму роботи параметри асинхронного двигуна (особливо T_2) змінюються в широких межах, що вимагає ідентифікації параметрів та адаптивного настроювання регуляторів;

– задовільна компенсація перехресних зв'язків вимагає достатньої швидкодії як вимірників сигналів цих зв'язків, так і внутрішніх контурів регулювання;

– найбільш важливим параметром, відхилення якого суттєво впливає на характеристики електроприводу, є електромагнітна стала часу ротора T_2 , що з нагріванням двигуна та насиченням магнітного кола може змінюватися в 1,5 рази. Неточне її визначення призводить до відхилень потоку та моменту двигуна від заданих значень, як у статичі, так і в динаміці.

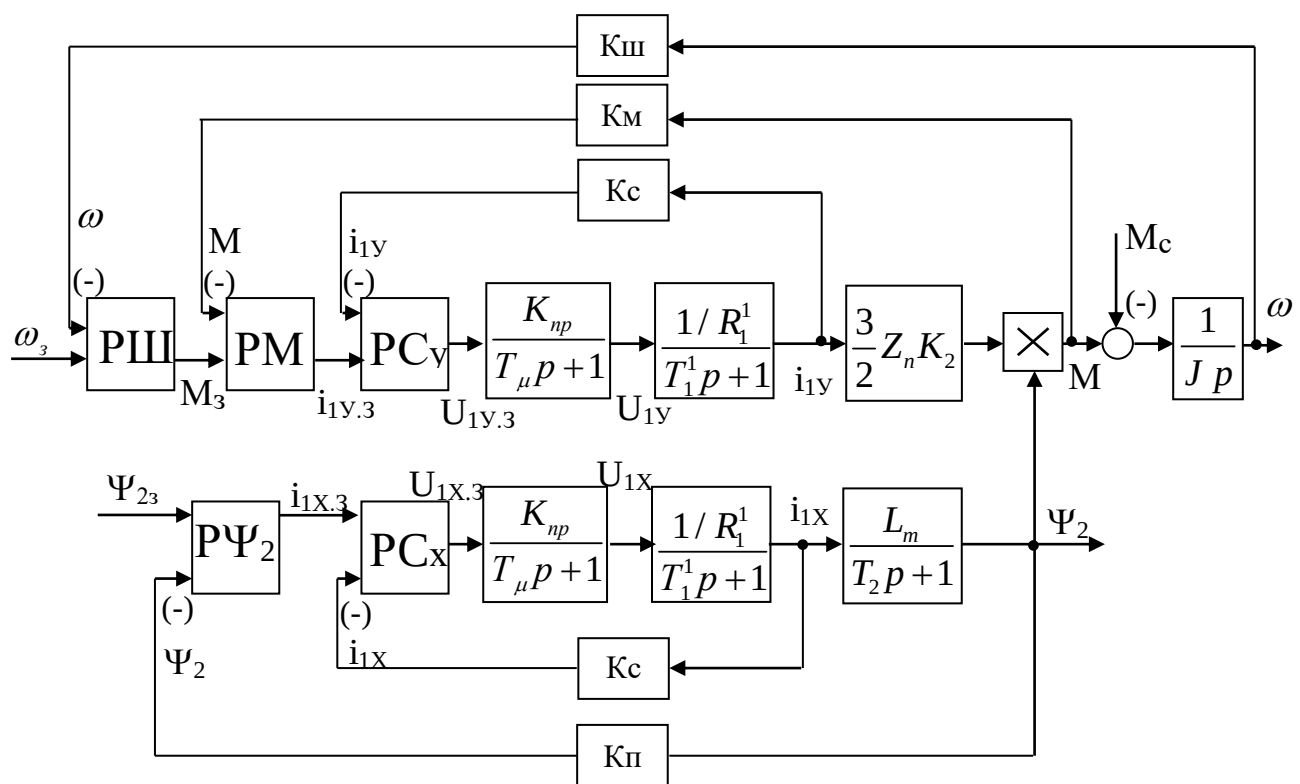


Рис. 11. 27. Структурна схема частотно-регульованого асинхронного електроприводу на базі АІН з ШІМ

За наявності датчика швидкості обчислення вектора потокозчеплення ротора виконується за допомогою математичної моделі, наведеної на рис. 4.33. або рівняння (9.22). Для обчислення потокозчеплення ротора ψ_2 відповідно до цієї структурної схеми досить мати інформацію про струми статора i_{lx} , i_{ly} та кутову швидкість двигуна. Причому зміна опору обмотки статора та втрати у ньому не впливають на точність визначення ψ_2 .

Якщо система приводу виконана без датчика швидкості, то для обчислення потокозчеплення ψ_2 використовують напругу та струми статора асинхронного двигуна, наприклад, згідно (9.17) та (9.19).

Контрольні запитання

1. Недоліки системи регулювання координат із загальним підсумовуючим підсилювачем.
2. Принцип побудови систем підпорядкованого регулювання.
3. Назвіть основні положення методу підпорядкованого регулювання координат у багатоконтурних САК.
4. Перелічіть основні способи компенсації великих сталих часу об'єктів регулювання.
5. Яким чином можна зменшити статичну похибку в замкнених системах регулювання?
6. Запишіть бажану передаточну функцію для випадку, коли об'єкт регулювання містить дві аперіодичні ланки з великою й малою сталою часу.
7. Поясніть суть настроювання САР на модульний оптимум.
8. Накресліть криві перехідного процесу контуру, налаштованого на модульний оптимум.
9. Запишіть передаточну функцію регулятора для настроювання контуру на модульний оптимум, якщо об'єкт регулювання містить:
 - а) одну аперіодичну ланку з великою сталою часу;
 - б) дві аперіодичні ланки з великою й малою сталою часу.
10. Як будують САК підпорядкованого регулювання швидкості в системі ТП-Д зі зворотнім зв'язком за швидкістю?
11. Накресліть структурну схему контуру регулювання струму в системі ТП-Д.
12. Запишіть передаточну функцію регулятора струму в системі ТП-Д.
13. Який вплив виявляє внутрішній зворотний зв'язок за ЕРС двигуна на роботу контуру струму?
14. Способи компенсації впливу внутрішнього зворотного зв'язку за ЕРС двигуна.
15. У яких випадках обов'язкова компенсація внутрішнього зворотного зв'язку за ЕРС двигуна?
16. Для яких приводів не потрібно компенсувати вплив внутрішнього зворотного зв'язку за ЕРС двигуна?
17. Накресліть структурну схему контуру швидкості в системі ТП-Д.
18. Поясніть поняття технічного та симетричного оптимуму в системах підпорядкованого регулювання.
19. Запишіть передаточну функцію регулятора швидкості при настроюванні системи ТП-Д на технічний оптимум.
20. Накресліть ЛАЧХ при настроюванні контуру на симетричний оптимум.

21. Статична точність системи ТП-Д при настроюванні на технічний і симетричний оптимум.

22. Поясніть причини, що викликають значне перерегулювання швидкості при настроюванні контуру на симетричний оптимум.

23. У яких випадках контур струму налаштовується на симетричний оптимум?

24. Способи обмеження координат у системах підпорядкованого регулювання.

25. Як будують САК підпорядкованого регулювання швидкості зі зворотним зв'язком за ЕРС двигуна?

26. У яких випадках можливе настроювання контуру швидкості зі зворотнім зв'язком за ЕРС двигуна?

27. Чому збільшення некомпенсованої сталої часу в системі зі зворотним зв'язком за ЕРС двигуна зумовлює зменшення точності регулювання та зниження швидкодії?

28. Недоліки систем підпорядкованого регулювання зі зворотнім зв'язком за ЕРС двигуна.

29. Назвіть внутрішній і зовнішній контури регулювання струму збудження в системах двозонного регулювання швидкості.

30. З якою метою на виході регулятора швидкості в системах двозонного регулювання застосовується множний пристрій?

31. Яким чином можна реалізувати оптимальне настроювання регулятора ЕРС у системах двозонного регулювання швидкості?

32. У яких випадках в одноконтурних системах регулювання струму збудження можна використовувати пропорційний регулятор?

33. Назвіть переваги настроювання системи підпорядкованого регулювання методом стандартних характеристичних поліномів.

34. Особливості настроювання системи Г-Д з тиристорним збудником.

35. Особливості регулювання струму та моменту в системі Г-Д.

36. Особливості оптимізації контурів регулювання в системах ТПЧ-АД на основі ШІМ із властивостями джерелами струму (наявність РРТ) і напруги.

37. Складіть математичну модель асинхронного двигуна, записану в змінних потокозчеплення ротора та струмів статора, що використовується при векторному керуванні з орієнтацією за вектором потокозчеплення ротора.

38. Особливості оптимізації системи ТПЧ-АД на основі ШІМ із властивостями джерела напруги.

39. Поясніть призначення елементів системи підпорядкованого регулювання, зображених на рис. 11.26.

40. Відхилення якого параметра суттєво впливає на показники регулювання в системах ТПЧ-АД?

12. ХАРАКТЕРИСТИКИ ТА РЕЖИМИ РОБОТИ ВЗАЄМОЗВ'ЯЗАНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ

12.1 Загальні положення

Взаємозв'язаним електроприводом називають два (або декілька) механічно або електрично зв'язаних між собою електроприводи, що працюють на спільний вал або підтримують задане співвідношення швидкостей, навантажень або положень виконавчих органів робочих машин.

Одним з різновидів взаємозв'язаних електроприводів є багатодвигунний електропривід. У деяких випадках застосування двох та більше електродвигунів для приводу одного робочого органа робочої машини дозволяє:

- зменшити сумарний момент інерції системи в порівнянні з однодвигунним приводом. Сумарний момент інерції двох двигунів половинної потужності значно менше моменту інерції одного двигуна повної потужності. Прикладом можуть слугувати дводвигунний привід шахтних підйомних машин, реверсивних станів та ін.;

- створити потужні установки при використанні серійних машин відносно невеликої потужності (потужні крокуючі екскаватори);

- понизити та рівномірно розподілити механічні зусилля в зубчастих передачах (багатодвигунні механізми повороту крокуючого екскаватора);

- одержати спеціальні механічні характеристики шляхом підсумовування характеристик двох двигунів, один з яких працює в режимі двигуна, а інший – у гальмівному.

Прикладами багатодвигунного електроприводу є: електровози, екскаватори, шахтні підйомні установки, робочі кліті прокатних станів, підйомно-транспортні механізми, конвеєрні установки та ін. Спільна робота двигунів зазначених механізмів здійснюється внаслідок жорсткого чи напівжорсткого механічного зв'язку між двигунами.

При жорсткому механічному зв'язку два або декілька двигунів жорстко з'єднуються з валом робочої машини.

При напівжорсткому механічному зв'язку двигуни зв'язані між собою загальним елементом механічної системи, наприклад, стрічкою у багатодвигунних конвеєрів, рейками в електровозів з декількома ведучими колісними парами, прокатуванням металом у прокатних станах та ін.

Взаємозв'язаний електропривід може здійснюватися також у вигляді електричного вала, що забезпечує синхронне обертання декількох механічно не зв'язаних двигунів при будь-якому навантаженні кожного з них (приводи різних опор порталних кранів).

Режими роботи взаємозв'язаних електроприводів значно складніше режимів роботи однодвигунного приводу. Виникають додаткові вимоги до приводу: рівномірний розподіл навантажень між окремими двигунами при наявності механічного зв'язку (механізм повороту крокуючого екскаватора); синхронне обертання в системах електричного вала (судноплавний шлюз);

узгодження швидкостей окремих механізмів (дводвигунний привід реверсивних станів, стани беззупинної прокатки).

12.2. Розподіл навантажень у багатодвигунному електроприводі

У багатодвигунному електроприводі використовуються електродвигуни постійного та змінного струму однакової потужності й з однаковими номінальними даними.

При спільній роботі декількох двигунів на загальний вал вони мають однакову швидкість. Тому результуюча механічна характеристика приводу може бути отримана підсумовуванням моментів окремих двигунів при однакових швидкостях, як зображено на рис. 12.2 для дводвигунного приводу постійного струму (рис. 12.1).

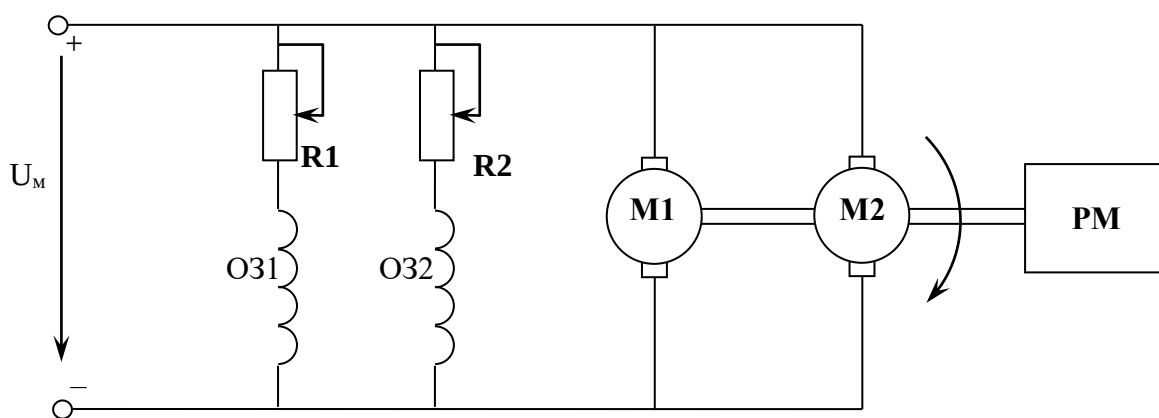


Рис. 12.1. Дводвигунний електропривід з паралельним вмиканням двигунів незалежного збудження

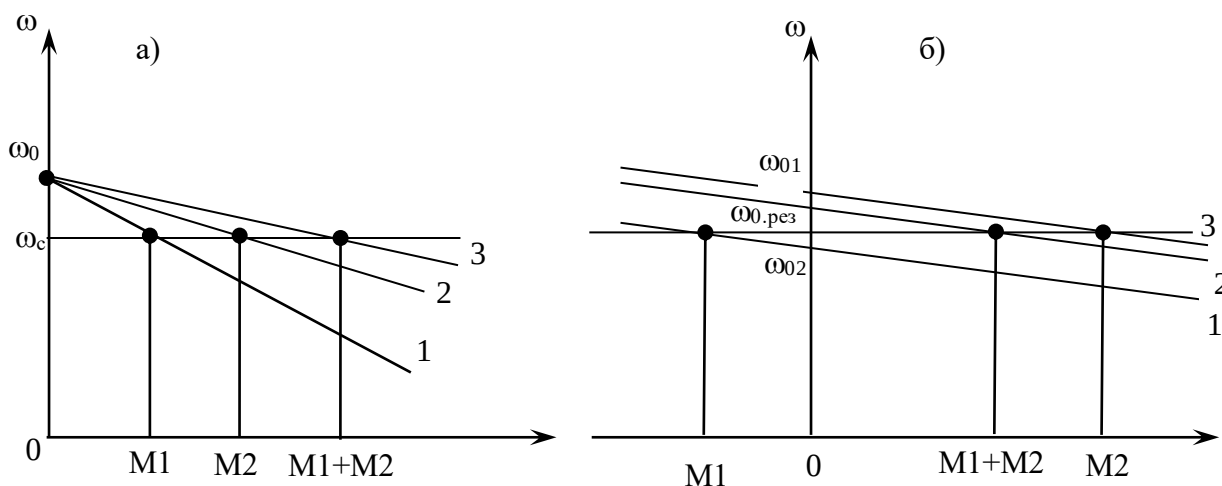


Рис. 12.2. Механічні характеристики дводвигунного приводу з двигунами постійного струму: а – при однаковій швидкості ω_0 ; б – при різних ω_0

Навіть при однакових номінальних даних двигунів їхні механічні характеристики можуть відрізнятися внаслідок розходження опорів якоря

(рис. 12.2, а), магнітних потоків (рис. 12.2, б) чи обох цих параметрів. У таких випадках неминучий нерівномірний розподіл навантажень між двигунами, що залежить від жорсткості механічних характеристик β (рис. 12.2, а) і від співвідношення швидкостей ідеального холостого ходу ω_{01} і ω_{02} (рис. 12.2, б).

Рівняння механічних характеристик двигунів, що працюють на загальний вал

$$\left. \begin{aligned} \omega_1 &= \omega_{01} - M_1/\beta_1; \\ \omega_2 &= \omega_{02} - M_2/\beta_2, \end{aligned} \right\} \quad (12.1)$$

де β_1 і β_2 , ω_{01} і ω_{02} – модулі жорсткості механічних характеристик і відповідно кутові швидкості ідеального холостого ходу кожного двигуна.

Оскільки двигуни працюють на спільний вал, то їхні швидкості однакові, тому момент дводвигунного приводу визначається як

$$M = M_1 + M_2 = (\omega_{01} - \omega)\beta_1 + (\omega_{02} - \omega)\beta_2. \quad (12.2)$$

Згідно з (12.2) рівняння механічної характеристики дводвигунного електроприводу:

$$\omega = \frac{\omega_{01}\beta_1 + \omega_{02}\beta_2}{\beta_1 + \beta_2} - \frac{M}{\beta_1 + \beta_2}. \quad (12.3)$$

Підставляючи (12.3) в (12.1), можна знайти розподіл навантажень між двигунами:

$$\left. \begin{aligned} M_1 &= \left(\omega_{01} - \omega_{0,рез} + \frac{1}{\beta_{рез}} M_c \right) \beta_1; \\ M_2 &= \left(\omega_{02} - \omega_{0,рез} + \frac{1}{\beta_{рез}} M_c \right) \beta_2, \end{aligned} \right\} \quad (12.4)$$

де $\omega_{0,рез} = \frac{\omega_{01}\beta_1 + \omega_{02}\beta_2}{\beta_1 + \beta_2}$ – результуюча швидкість ідеального холостого ходу дводвигунного приводу; $\beta_{рез} = \beta_1 + \beta_2$ – жорсткість результуючої механічної характеристики.

Якщо швидкості ідеального холостого ходу обох двигунів однакові, то:

$$\frac{M_1}{M_2} = \frac{\beta_1}{\beta_2} = \frac{R_{я2}}{R_{я1}}. \quad (12.5)$$

Звідки

$$M_1 = \frac{M_2 R_{я2}}{R_{я1}} = \frac{(M_c - M_1) R_{я2}}{R_{я1}} = M_c \frac{R_{я2}}{R_{я1} + R_{я2}}; \quad M_2 = M_c \frac{R_{я1}}{R_{я1} + R_{я2}}.$$

Відповідно до рис. 12.2, б впливає, що в режимі двигуна дводвигунного електроприводу ($M_c > 0$) двигун, швидкість ідеального холостого ходу якого менше за $\omega_{0,рез}$ результуючої характеристики, працює в генераторному режимі доти, поки $\omega_c > \omega_{02}$. Ефективним засобом вирівнювання навантажень між двома паралельно включеними двигунами, що працюють на спільний вал, є забезпечення рівності $\omega_{01} = \omega_{02} = \omega_{0,рез}$ та жорсткості механічних характеристик.

При послідовному включенні двох двигунів у мережу струми якоря будуть однаковими (тобто навантаження розподіляються рівномірно). Однак при цьому будуть різними напруги на якорі:

$$\left. \begin{aligned} U_{я1} &= k\Phi\omega + IR_{я1}; \\ U_{я2} &= k\Phi\omega + IR_{я2}. \end{aligned} \right\} \quad (12.6)$$

Отже, напруга на якорі двигуна з великим опором буде більше, а з меншим – менше. Різниця напруг на якорях:

$$\Delta U_{я} = U_{я1} - U_{я2} = I_{я} (R_{я1} - R_{я2}). \quad (12.7)$$

У замкнених системах автоматичного регулювання швидкості дводвигунного електроприводу вирівнювання навантажень здійснюється системою керування: шляхом впливу на напругу живлення, коли двигуни живляться від незалежних регульованих перетворювачів; зміною струму збудження при паралельному вмиканні двигунів на одне джерело постійної напруги.

12.3. Двдвигунний електропривід з асинхронними двигунами

Принцип підсумовування механічних характеристик асинхронних двигунів знаходить застосування в підйомно-транспортних установках для одержання стійкої зниженої швидкості перед зупинкою приводу.

Нехай потрібно одержати знижену швидкість у підйомній установці з двома асинхронними двигунами (рис. 12.3). Для цього один із двигунів АД1 працює в режимі двигуна на штучній характеристиці 2 (рис. 12.3, б), а інший переводиться в режим динамічного гальмування (характеристика 3). Результуюча характеристика 4 (рис. 12.3, б) має при зниженій швидкості досить велику жорсткість, що дозволяє одержати стабільну знижену швидкість і тим самим підвищити точність зупинки приводу.

При роботі обох асинхронних двигунів у режимі двигуна розподіл навантажень між ними залежить від жорсткості механічних характеристик. Для лінійних ділянок механічних характеристик можна записати:

$$M_c = M_1 + M_2; M_1 = \frac{M_H}{s_{H1}} s; M_2 = \frac{M_H}{s_{H2}} s. \quad (12.8)$$

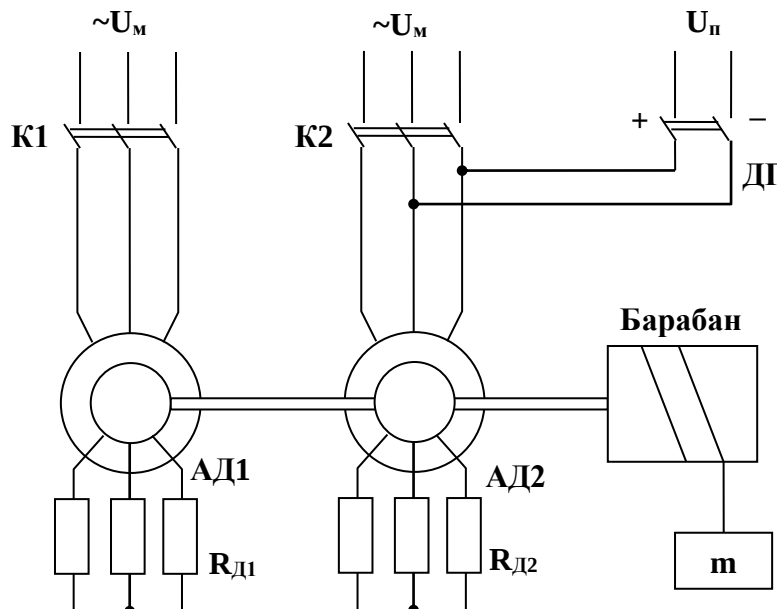
З цих рівнянь

$$\frac{M_1}{M_2} = \frac{s_{H2}}{s_{H1}}. \quad (12.9)$$

З урахуванням наведених виразів моменти двигунів визначаються як:

$$M_1 = M_c \frac{s_{H2}}{s_{H1} + s_{H2}}; M_2 = M_c \frac{s_{H1}}{s_{H1} + s_{H2}} \quad (12.10)$$

а)



б)

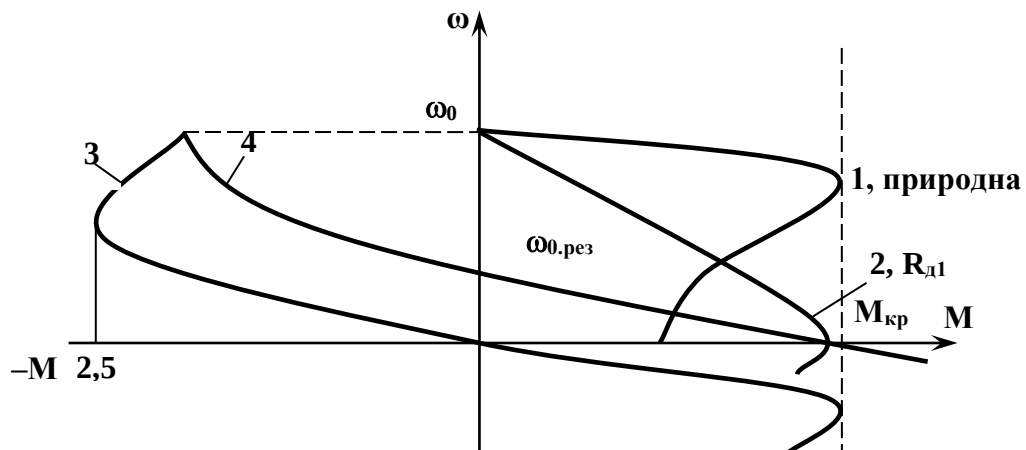


Рис. 12.3. Схема включення (а) та механічні характеристики дводвигунного асинхронного приводу (б): 1 – природна характеристика; 2 – штучна характеристика з $R_{\sigma 1}$;

3 – характеристика динамічного гальмування з $R_{\sigma 2}$; 4 – результуюча характеристика

12.4. Синхронне обертання дводвигунного електроприводу зі зрівнювальними асинхронними машинами (електричний вал)

Для деяких виробничих механізмів (розвідні мости, ворота шлюзів, порталні крани та ін.) потрібне синхронне обертання двох і більше двигунів, що приводять у рух механічно не зв'язані між собою робочі органи однієї й тієї ж робочої машини. При великому віддаленні робочих органів, для яких повинна бути забезпечена рівність швидкостей і кутових переміщень, з'єднання їх за допомогою різних механічних передач призводить до складної і громіздкої кінематики, а в ряді випадків взагалі неможливе механічне з'єднання окремих ланок.

Для спрощення кінематичної схеми встановлюють двигуни для кожного робочого органа (рис. 12.4) і застосовують систему синхронного обертання з допоміжними асинхронними машинами (електричний вал).

У схемі рис. 12.4 крім основних двигунів (будь-якого типу) М1 і М2, що обертають робочі органи РО1 і РО2, розташовані на значному віддаленні один від іншого, встановлюються допоміжні ДМ1 і ДМ2 (зрівнювальні) асинхронні двигуни однакового конструктивного виконання з ідентичними номінальними даними. Статорні обмотки допоміжних двигунів вмикаються в мережу, а роторні обмотки з'єднуються між собою зустрічно. Цьому відповідає схема заміщення, яка наведена на рис. 12.5.

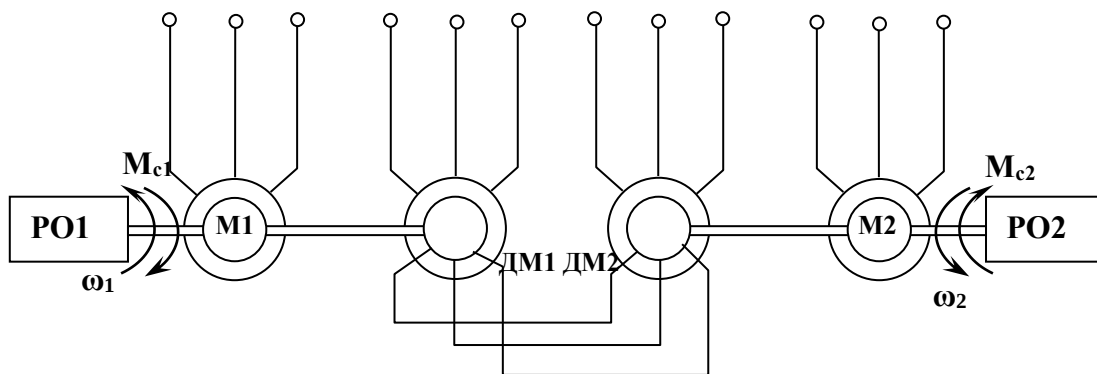


Рис. 12.4. Схема електричного вала зі зрівнювальними асинхронними двигунами

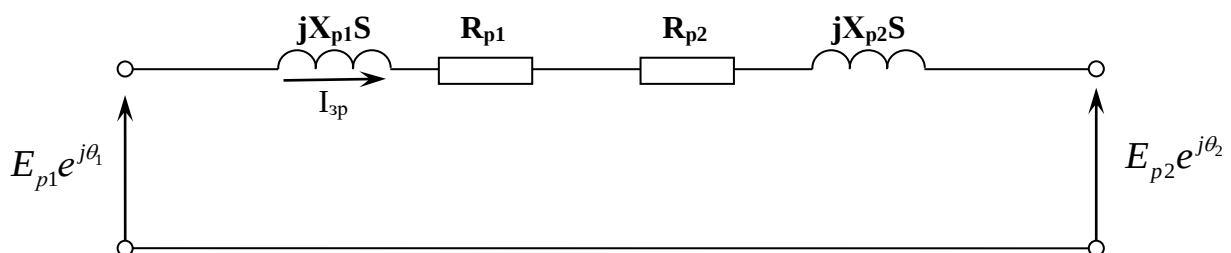


Рис. 12.5. Схема заміщення роторного кола допоміжних машин електричного вала

При однаковому просторовому положенні однойменних провідників роторів обох машин щодо основного магнітного потоку в обмотках ротора наводяться рівні за амплітудою ЕРС і співпадаючі за фазою ($\theta = 0$). Векторна діаграма, що відповідає цьому випадку, наведена на рис. 12.6, а. Оскільки обмотки ротора включені зустрічно, то зрівнювальний струм дорівнює нулю ($I_{zp} = 0$). Допоміжні машини не розвивають моменту і споживають з мережі тільки намагнічувальний струм I_0 .

Якщо навантаження основних машин неоднакове, наприклад, M_{c1} більше за M_{c2} , то відбувається відставання ротора допоміжної машини ДМ1. Внаслідок цього ЕРС ротора цієї машини буде випереджати на кут θ ЕРС ротора ДМ2 (рис. 12.6, б). Під дією різниці ЕРС (ΔE_p) у роторному колі протікає зрівнювальний струм, величина якого для допоміжної машини ДМ1 визначається як:

$$\dot{I}_{zp.1} = \frac{\dot{E}_{p1} - \dot{E}_{p2}}{2(R_p + jX_p S)} = \frac{E_{pn} S (1 - e^{-j\theta})}{2(R_p + jX_p S)}. \quad (12.11)$$

а)

б)

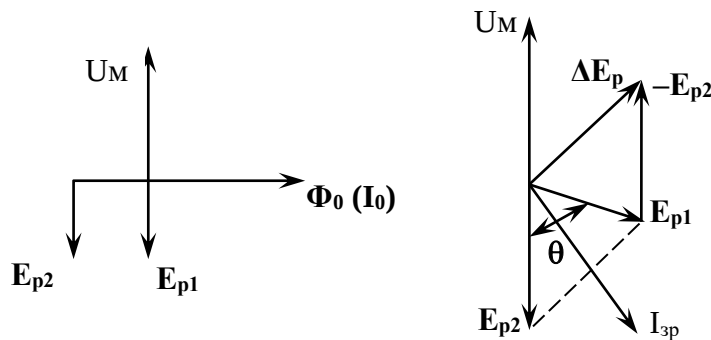


Рис. 12.6. Векторні діаграми роторного кола допоміжних машин дводвигунного електричного вала

У наведеному рівнянні прийняті однаковими параметри роторних кіл допоміжних машин. Відповідно до векторної діаграми $E_{p2} = E_{p1} e^{-j\theta} = E_{pn} S e^{-j\theta}$, де E_{pn} – ЕРС ротора загальмованого двигуна; S – ковзання. З урахуванням цього вираз (12.11) можна подати у вигляді:

$$I_{zp.1} = \frac{E_{pn} S (1 - \cos \theta + j \sin \theta)}{2(R_p + jX_p S)}. \quad (12.12)$$

Для знаходження активної складової струму помножимо та поділимо (12.12) на $(R_p - jX_p S)$. У результаті цього одержимо після перетворень вираз для активної складової струму ротора ДМ1

$$I_{zp.a1} = \frac{E_{pn} S \left(1 - \cos \theta + \frac{X_p S}{R_p} \sin \theta \right) R_p}{2(R_p^2 + X_p^2 S^2)}. \quad (12.13)$$

Для звичайної схеми вмикання активна складова струму ротора

$$I_{p.a} = \frac{E_{pn} S R_p}{R_p^2 + X_p^2 S^2}. \quad (12.14)$$

З урахуванням (12.14) маємо з (12.13)

$$I_{zp.a1} = \frac{I_{p.a}}{2} \left(1 - \cos \theta + \frac{X_p S}{R_p} \sin \theta \right). \quad (12.15)$$

Оскільки момент асинхронного двигуна пропорційний активній складовій струму ротора, то на основі (12.15) можна знайти момент, що розвивається допоміжною машиною ДМ1

$$M_1 = \frac{M}{2} \left(1 - \cos \theta + \frac{X_p S}{R_p} \sin \theta \right), \quad (12.16)$$

де M – момент двигуна при нормальній схемі вмикання.

Аналогічно одержимо вираз для моменту допоміжної машини ДМ2

$$M_2 = \frac{M}{2} \left(1 - \cos \theta - \frac{X_p S}{R_p} \sin \theta \right), \quad (12.17)$$

Нехтуючи активним опором обмотки статора, одержимо:

$$\left. \begin{aligned} M_1 &= \frac{M}{2} \left(1 - \cos \theta + \frac{S}{S_{kp}} \sin \theta \right); \\ M_2 &= \frac{M}{2} \left(1 - \cos \theta - \frac{S}{S_{kp}} \sin \theta \right), \end{aligned} \right\} \quad (12.18)$$

де $S_{кр} = R_p / X_p$ – критичне ковзання.

Аналіз наведених виразів показує, що при прийнятій раніше умові M_{c1} більше M_{c2} , момент допоміжної машини ДМ1, котра допомагає основному двигуну М1 подолати момент опору, що збільшився, є додатним. При цьому допоміжна машина ДМ2 розвиває гальмівний момент, довантажуючи основний двигун М2, внаслідок чого настає синхронне обертання.

Рівняння (12.18) свідчить, що момент, який розвивається допоміжними машинами, залежить від кута неузгодженості θ і відношення $S/S_{кр}$. На ділянці допустимих значень $\theta = 25...30^\circ$ та малих ковзань допоміжні машини розвивають невеликий момент. Для збільшення ковзання допоміжні машини вибираються таким чином, щоб номінальні кутові швидкості їх були значно більше кутових швидкостей основних машин.

Іншим способом збільшення ковзання допоміжних машин є обертання їх проти поля. Тоді при великих ковзаннях $S \gg S_{кр}$ і малих кутах неузгодженості ($\cos \theta = 1$) моменти, що розвиваються допоміжними машинами

$$M_{1,2} = \pm M_{кр} \sin \theta. \quad (12.19)$$

При аналізі роботи електричного вала зручно користатися поняттям зрівнювального моменту, що дорівнює різниці моментів допоміжних машин ДМ1 і ДМ2 та з урахуванням (12.16) та (12.17) визначається як

$$M_{зр} = M_1 - M_2 = M \frac{S}{S_{кр}} \sin \theta = \frac{2M_{кр} S \sin \theta}{\left(\frac{S}{S_{кр}} + \frac{S_{кр}}{S} \right) S_{кр}}$$

або

$$M_{зр} = \frac{2M_{кр} S^2 \sin \theta}{S^2 + S_{кр}^2}. \quad (12.20)$$

Використовуючи наведені вирази, можна за очікуваною різницею $M_{c1} - M_{c2} = M_{зр}$ знайти параметри допоміжних машин, приймаючи $\theta = 25...30^\circ$.

12.5. Електричний вал з основними робочими машинами

У цьому випадку основні машини виконують одночасно функції як робочих, так і зрівнювальних машин. Для такого електричного вала застосовують асинхронні двигуни з фазним ротором, що вмикаються як зображено на рис. 12.7. У роторне коло вмикається спільний для обох машин додатковий опір R_δ .

Якщо параметри і навантаження машин М1 і М2 однакові, то вони

обертаються синфазно і ротори займають однакове положення в просторі. ЕРС, що наводяться при цьому в обмотках ротора, рівні за величиною і збігаються за фазою. Оскільки обмотки ротора включені зустрічно, то зрівнювальний струм відсутній, а струми роторів замикаються через додатковий опір. Обидві машини розвивають однаковий момент

$$M_1 = M_2 = \frac{2M_{кр}}{S/S_{кр} + S_{кр}/S}$$

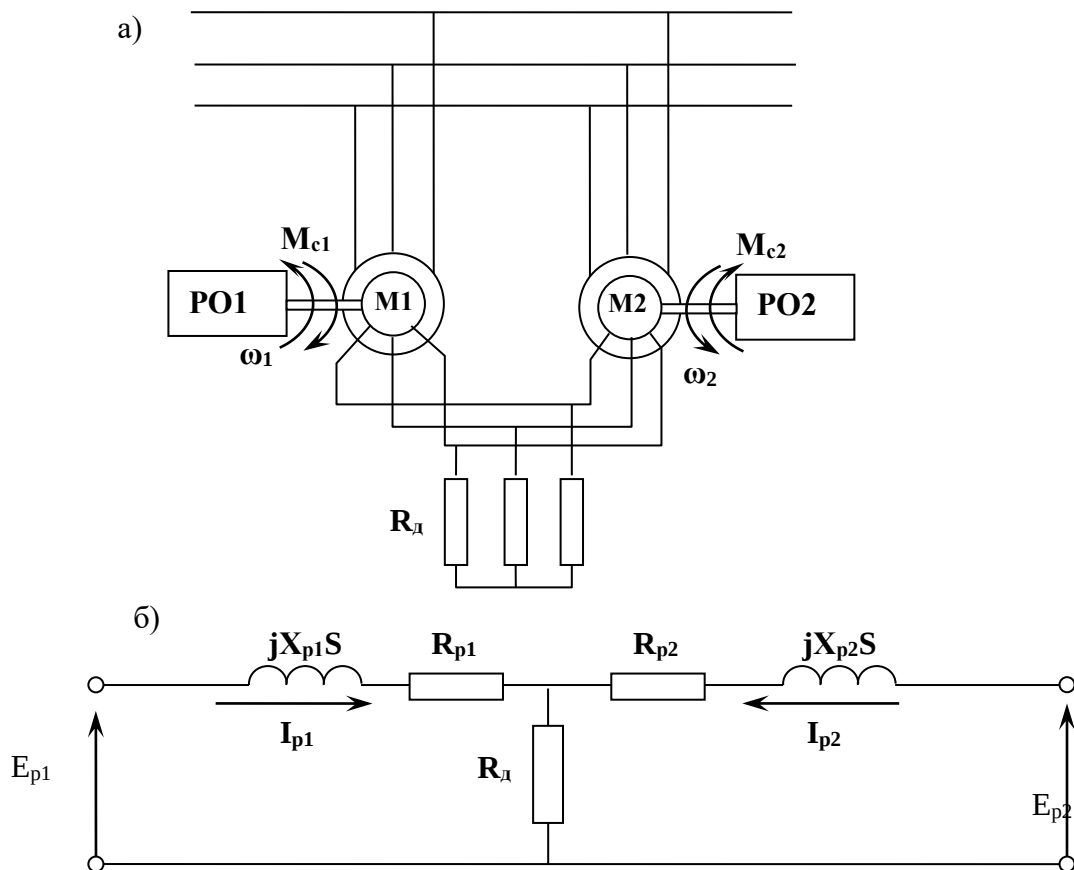


Рис. 12.7. Схема електричного вала (а) та схема заміщення роторного кола електричного вала (б) з основними робочими машинами

Якщо навантаження на валах машини виявиться різним, то виникає зсув фаз між роторними ЕРС і як наслідок зрівнювальний струм, що протікає тільки по обмотках роторів, минаючи R_0 (аналогічно тому, як він протікав у колі роторів допоміжних машин). Як і в попередньому випадку зрівнювальний струм створює момент, що спрямований згідно до моменту більш навантаженого двигуна і зустрічно з моментом менш навантаженого двигуна. У результаті цього відбувається вирівнювання швидкостей і обидва двигуни продовжують працювати в режимі синхронного обертання.

Основною перевагою системи електричного вала з основними двигунами є відсутність допоміжних машин. Однак для створення необхідного зрівнювального моменту потрібно включити в коло ротора значний за величиною додатковий опір R_d , що призводить до зростання втрат $\Delta P = P_1 S$.

Крім того, навіть при відносно великих ковзаннях $S = 0,4$ зрівнювальний момент невеликий. Тому розглянуту систему електричного вала застосовують головним чином при невеликій різниці статичних навантажень M_{c1} і M_{c2} .

Контрольні запитання

1. У яких випадках доцільно замінювати однодвигунний електропривід багатодвигунним?
2. Сформулюйте умову рівності навантажень двох двигунів постійного струму з незалежним збудженням при роботі на спільний вал.
3. У якому випадку розподіл навантаження між двома двигунами постійного струму з незалежним збудженням є найгіршим?
4. Основні способи вирівнювання навантажень двигунів постійного струму, що працюють на спільний вал.
5. Яким чином можна одержувати жорстку механічну характеристику на малих швидкостях у дводвигунному електроприводі з асинхронними двигунами?
6. Основні способи вирівнювання навантажень асинхронних двигунів, що працюють на спільний вал.
7. Нарисуйте схему електричного вала з допоміжними асинхронними машинами і поясніть його роботу.
8. Чому обертання електричного вала проти поля є кращим для допоміжних машин?
9. Нарисуйте схему електричного вала з основними робочими машинами і поясніть його роботу.
10. Недоліки електричного вала з основними робочими машинами.

13. ЕНЕРГЕТИКА ТА ОСНОВНІ НАПРЯМКИ ЕНЕРГОЗБЕРЕЖЕННЯ ЗАСОБАМИ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ

13.1. Загальні положення

В умовах енергетичної кризи та у зв'язку з ростом цін на електроенергію, а також обмеженими можливостями збільшення потужності енергогенеруючих установок, проблема енергозбереження здобуває особливу актуальність і має велике практичне значення. Оскільки електроприводи споживають більше 60% вироблюваної електроенергії, то підвищення їх енергетичної ефективності є основним резервом енергозбереження.

Більшість нерегульованих електроприводів працюють зі значним недовантаженням, що призводить до великих втрат енергії та зниження коефіцієнта потужності. Широке застосування потужних силових керованих випрямлячів, перетворювачів напруги й частоти для регульованого електроприводу постійного та змінного струму значно загостили проблему забезпечення необхідної якості електроенергії, передовсім коефіцієнта потужності, нелінійних спотворювань напруги та струму, стабільності напруги та ін. Традиційне рішення цієї проблеми за допомогою дорогих пасивних фільтрів є недостатньо ефективним через труднощі налаштування на фіксовану частоту.

Тенденція розвитку силової перетворювальної техніки в побуті та промисловості така, що частка вищих гармонік буде безупинно збільшуватися. Тому розробка енергозберігаючих електромеханічних систем (ЕМС) і підвищення якості електроенергії засобами промислового електроприводу є актуальною і багатоплановою задачею, успішне вирішення якої можливе:

- вибором раціонального типу електроприводу;
- вибором раціональних режимів роботи технологічних установок (насоси, вентилятори, компресори та ін.);
- через використання енергозберігаючих технологій;
- переведенням на частотне регулювання приводів, що працюють у напружених динамічних режимах (підйомно-транспортні установки, мостові та порталні крани, перевантажувачі, ліфти та ін.), що дозволяє заощадити до 50% енергоресурсів та одночасно забезпечити необхідні технологічні вимоги;
- підвищенням енергетичної ефективності ЕМС, шляхом усунення двостороннього енергетичного зв'язку між мережею та двигуном за допомогою накопичувачів енергії;
- гнучким керуванням потоками електроенергії за допомогою перетворювачів напруги з ШІМ (активні фільтри) у будь-якому напрямку за заданим законом, реалізуючи обмін реактивної потужності (включаючи й потужність вищих гармонік) між мережею та накопичувачем електроенергії. Це дозволяє коректувати коефіцієнт потужності, нелінійні спотворювання, робити симетричним навантаження, усувати короточасні провали напруги при коротких замиканнях;
- застосуванням групового живлення регульованих електроприводів

постійного та змінного струмів на основі силових перетворювачів з ШІМ від загальних шин постійного струму та ємнісного накопичувача електроенергії, що дозволяє виключити двосторонню циркуляцію енергії між ЕМС і мережею, усунути тим самим додаткові втрати, а також негативний вплив пікових навантажень на мережу, вхідний перетворювач напруги та трансформатор.

Прогрес в галузі цілком керованої напівпровідникової техніки на базі IGBT модулів зробив реальним можливість ефективного вирішення проблеми економії та корекції традиційних показників якості електроенергії щодо головного її споживача, яким є електропривод.

Всі елементи силового каналу електропривода здатні накопичувати енергію. Ця здатність визначається наявністю індуктивних елементів (накопичувачів енергії магнітного поля), ємностей (накопичувачів енергії електричного поля), пружних елементів і піднятих мас, що накопичують потенційну механічну енергію; обертових і мас, що поступально рухаються, здатних акумулювати кінетичну енергію.

В електроприводах найбільшими накопичувачами енергії є елементи механічної частини. Тому, складаючи баланс потужностей потоків енергії, можна обмежитися обліком кінетичної енергії мас, що рухаються, без обліку потенційної енергії. Тоді в загальному випадку баланс потужностей можна записати у вигляді

$$P_m = \sum_i J_i \omega_i \frac{d\omega_i}{dt} + \sum_k m_k V_k \frac{dV_k}{dt} + \sum_n \Delta P_n + M\omega + FV,$$

де P_m - потужність потоку енергії з мережі; V - лінійна швидкість; J_i - момент інерції. $\sum_i J_i \omega_i \frac{d\omega_i}{dt}; \sum_k m_k V_k \frac{dV_k}{dt}$ - потужності, обумовлені збільшенням (зменшенням) кінетичної енергії обертово та поступально рухомих мас, ΔP_n - сумарні втрати потужності у всіх елементах силової частини; $M\omega, FV$ - механічна потужність.

Кожна зі складових в наведеному виразі має самостійне значення для аналізу енергетики електропривода та дозволяє дати узагальнену характеристику ефективності процесів електромеханічного перетворення енергії.

13.2. Втрати енергії в усталених та перехідних режимах роботи електроприводу

Потужність P_m , споживана приводом з мережі, витрачається в основному на реалізацію руху робочої машини

$$P_{pm} = M_{pm} \omega_{pm} \quad (13.1)$$

і зміну запасу кінетичної та потенційної енергії механічної частини електроприводу, а також запасу енергії в ємнісних та індуктивних накопичувачах. Частина електроенергії розсіюється у вигляді теплоти в активних опорах. Зміна магнітного потоку є причиною втрат у магнітному колі, зумовлених вихровими струмами та гістерезисом. До складу сумарних втрат входять також втрати на тертя в механічних передачах.

З урахуванням вищевикладеного сумарну потужність втрат можна подати у вигляді:

$$\Delta P_{\Sigma} = \Delta P_{\partial \Sigma} + \Delta P_{pm} = \sum_{i=1}^{i=n} I_i^2 R_i + \Delta P_{ct} + \Delta P_{мех. \partial \Sigma} + \Delta P_{pm},$$

де $\Delta P_{\partial \Sigma}$ – потужність втрат енергії у двигуні та його електричних колах; ΔP_{pm} – потужність втрат у робочій машині; ΔP_{ct} – втрати в сталі; $\Delta P_{мех. \partial \Sigma}$ – механічні втрати у двигуні.

Втрати потужності у двигуні можна уявити у виді суми постійних втрат ΔP_n і змінних ΔP_v

$$\Delta P_{\partial \Sigma} = \Delta P_n + \Delta P_v. \quad (13.2)$$

До постійних втрат відносяться: втрати в сталі магнітопроводу; механічні втрати; втрати в обмотках збудження двигунів постійного струму та синхронних. До змінних втрат відносять втрати в міді силового кола двигуна:

– для двигуна постійного струму

$$\Delta P_v = I_a^2 R_a;$$

– для асинхронного двигуна

$$\Delta P_v = 3(I_1^2 R_1 + I_2'^2 R_2').$$

Змінні втрати залежать від навантаження і можуть бути виражені також через електромагнітний момент і кутову швидкість (ковзання) двигуна:

– для двигуна постійного струму

$$\Delta P_v = M(\omega_0 - \omega) = M \Delta \omega = M \omega_0 S = P_1 S, \quad (13.4)$$

де P_1 – електромагнітна потужність; $\Delta \omega$ – спад швидкості під дією статичного навантаження; ω_0 – кутова швидкість ідеального неробочого ходу;

– для асинхронного двигуна (вважаючи, що $I_2' = \sigma I_1$)

$$\Delta P_v = 3I_2' R_2' \left(1 + \frac{R_1}{R_2' \sigma^2} \right) = M \omega_0 S \left(1 + \frac{R_1}{R_2' \sigma^2} \right) = P_1 S \left(1 + \frac{R_1}{R_2' \sigma^2} \right). \quad (13.5)$$

Розглянемо більш докладно змінні втрати енергії в перехідних режимах, тому що вони значно більше постійних. Для двигуна постійного струму незалежного збудження з урахуванням (13.4) втрати енергії при пуску складають:

$$\Delta A_{\text{пус}} = \int_0^{t_n} M (\omega_0 - \omega) dt. \quad (13.6)$$

Якщо пуск реалізується без навантаження ($M_c = 0$), то з рівняння руху випливає $dt = J d\omega / M$. З урахуванням цього одержимо з (13.6) втрати енергії за час перехідного процесу

$$\Delta A_{\text{пус}} = \int_0^{\omega_0} J (\omega_0 - \omega) d\omega = \frac{J \omega_0^2}{2}, \quad (13.7)$$

які дорівнюють запасу кінетичної енергії у механічній частині в кінці пуску.

Підставляючи в (13.6) значення M , виражене через ковзання

$$M = -J \omega_0 \frac{ds}{dt},$$

одержимо іншу форму запису вираження втрат при пуску

$$\Delta A_{\text{пус}} = \int_{S_{\text{кін}}}^{S_{\text{поч}}} J \omega_0^2 s ds = \frac{J \omega_0^2}{2} (S_{\text{поч}}^2 - S_{\text{кін}}^2). \quad (13.8)$$

Ці втрати визначаються тільки запасом кінетичної енергії при кутовій швидкості ω_0 і границями зміни ковзання.

Для процесу пуску без навантаження $S_{\text{поч}} = 1$, $S_{\text{кін}} = 0$. При цьому одержимо такий же результат, як і в (13.7).

Енергія, споживана з мережі за час пуску

$$A_{\text{м}} = \int_0^{t_n} P_{\text{м}} dt = \int_0^{t_n} M \omega_0 dt = \int_0^{\omega_0} J \omega_0 d\omega = J \omega_0^2. \quad (13.9)$$

Аналіз наведених виразів показує, що половина енергії, споживаної з мережі за час пуску без навантаження, витрачається у вигляді теплоти в якірному колі двигуна. Залежності (13.7) і (13.8) не мають ніяких обмежень на

наявність додаткових опорів, отже, вони справедливі й при реостатному пуску двигуна в кілька ступіней. Втрати енергії залишаються однаковими й відбувається лише їх перерозподіл між двигуном і додатковим опором. Втрати енергії в якорі складають при цьому

$$\Delta A_{я.нyc} = \frac{J \omega_0^2}{2} \frac{r_{я}}{r_{я} + R_{\delta}}, \quad (13.10)$$

а в додаткових резисторах

$$\Delta A_p = \frac{J \omega_0^2}{2} \frac{R_{\delta}}{r_{я} + R_{\delta}}. \quad (13.11)$$

Отже, при реостатному пуску втрати енергії, що виділяються безпосередньо в двигуні, складають лише незначну частину загальних втрат, основна частина яких виноситься з двигуна в зовнішній додатковий опір.

При пуску двигуна постійного струму при наявності навантаження та $M_c = const$

$$\Delta A_{нyc} = \int_0^{t_n} M (\omega_0 - \omega) dt = \int_0^{t_n} (M_c + M_{дин}) (\omega_0 - \omega) dt.$$

Оскільки в цьому випадку $dt = J \frac{d\omega}{M_{дин}}$, то після перетворень одержимо з припущенням, що $M = M_{cp} = const$, а $\omega_c \approx \omega_0$

$$\Delta A_{нyc} \approx \frac{M_{cp}}{(M_{cp} - M_c)} \frac{J \omega_0^2}{2}. \quad (13.12)$$

Втрати в роторі при пуску асинхронного двигуна визначаються наведеними виразами: (13.8) при пуску без навантаження і (13.12) – пуск із навантаженням.

Сумарні втрати енергії під час пуску асинхронного двигуна без навантаження з урахуванням втрат в обмотці статора визначаються як

$$\Delta A_{нyc} = \frac{J \omega_0^2}{2} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \cdot (S_{поч}^2 - S_{кін}^2). \quad (13.13)$$

Під час пуску асинхронного двигуна при наявності навантаження втрати енергії за аналогією з (13.12) складають

$$\Delta A_{\text{нyc}} = \frac{M_{\text{cp}}}{(M_{\text{cp}} - M_c)} \frac{J\omega_0^2}{2} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \cdot (S_{\text{поч}}^2 - S_{\text{кін}}^2). \quad (13.14)$$

При гальмуванні противмиканням без навантаження ($M_c = 0$), $S_{\text{поч}} = 2$, а $S_{\text{кін}} = 1$. При цьому згідно з (13.8) втрати енергії для двигуна постійного струму

$$\Delta A_z = \frac{3}{2} J\omega_0^2. \quad (13.15)$$

будуть втричі більше, ніж під час розгону.

З урахуванням статичного навантаження

$$\Delta A_z = \frac{M_{\text{cp}}}{M_{\text{cp}} + M_c} \frac{3}{2} J\omega_0^2. \quad (13.16)$$

Для процесу реверса двигуна постійного струму втрати енергії

$$\Delta A_{\text{рев}} = \Delta A_{\text{нyc}} + \Delta A_z = 2J\omega_0^2.$$

Для асинхронного двигуна сумарні втрати в роторі та статорі при гальмуванні противмиканням з урахуванням (13.13) і (13.14) визначаються як:

– при гальмуванні без навантаження

$$\Delta A_z = \frac{3}{2} J\omega_0^2 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right);$$

– з урахуванням статичного навантаження

$$\Delta A_z = \frac{M_{\text{cp}}}{(M_{\text{cp}} - M_c)} \frac{3}{2} J\omega_0^2 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right).$$

При динамічному гальмуванні вся кінетична енергія, запасена приводом, витрачається у вигляді теплоти в силовому колі двигуна, тому втрати енергії будуть

$$\Delta A_{\text{д.з}} = \frac{J\omega_0^2}{2}.$$

Аналіз отриманих виразів показує, що ефективним засобом зниження втрат у перехідних режимах є:

– зменшення сумарного моменту інерції, що досягається використанням

малоінерційних двигунів, або застосуванням дводвигунового приводу (двох двигунів половинної потужності замість одного). Це можливо, тому що потужність двигуна пропорційна квадрату діаметра ротора (якоря), а момент інерції – четвертій ступіні;

– ступінчаста або плавна зміна швидкості ідеального холостого ходу в перехідному процесі (плавна зміна напруги на якорі чи частоти струму статора).

Розглянемо втрати при пуску двошвидкісного асинхронного двигуна. При пуску в дві ступіні втрати на першому етапі до швидкості $\omega = 0,5\omega_0$ складають:

$$\Delta A_1 = \frac{J(0,5\omega_0)^2}{2} = \frac{J\omega_0^2}{8}.$$

На другому етапі пуску швидкість змінюється від $\omega_0/2$ до ω_0 ($S_{поч} = 0,5$, $S_{кін} = 0$). При цьому згідно з (13.8) втрати будуть

$$\Delta A_2 = \frac{J\omega_0^2}{2}(0,5^2 - 0) = \frac{J\omega_0^2}{8}.$$

Сумарні втрати $\Delta A_{нyc} = \Delta A_1 + \Delta A_2 = \frac{J\omega_0^2}{4}$, тобто вдвічі менше, ніж при прямому пуску від 0 до ω_0 , що складатимуть $J\omega_0^2/2$.

Зменшення втрат енергії при гальмуванні досягається також застосуванням послідовного переходу з характеристики, яка відповідає меншій кількості пар полюсів p_1 , на характеристику з $p_2 = 2p_1$.

При цьому на першому етапі гальмування (від ω_0 до $0,5\omega_0$) внаслідок зміни швидкості поля виникає режим рекуперативного гальмування і втрати в роторі

$$\Delta A_1 = \frac{J(\omega_0/2)^2}{2}(S_{поч}^2 - S_{кін}^2) = \frac{J\omega_0^2}{8},$$

тому що $S_{поч} = (\frac{\omega_0}{2} - \omega_0) / (\frac{\omega_0}{2}) = -1$; $S_{кін} = 0$.

На другому етапі відбувається гальмування противмиканням зміною чергування фаз з тією самою кількістю пар полюсів, втрати енергії при цьому

$$\Delta A_{II} = \frac{J(\omega_0/2)^2}{2}(S_{поч}^2 - S_{кін}^2) = \frac{3}{8}J\omega_0^2,$$

де $S_{поч} = 2$; $S_{кін} = 1$.

Сумарні втрати при ступінчастому гальмуванні

$$\Delta A_z = \Delta A_1 + \Delta A_2 = \frac{J\omega_0^2}{2}$$

становлять тільки третю частину втрат відносно прямого гальмування.

Приклад 13.1. Двигун постійного струму ($P_n=71$ кВт, $n=1500$ об/хв, $U_n=440$ В, $I_n=182,4$ А, $r_{я}=0,096$ Ом, $I_{дон} = 3I_n J_{дв} = 1,2 \text{ кЗ} \cdot \text{м}^2$). Запускається в системі КП-Д з постійним пусковим моментом та моментом опору $M_c=320$ Нм до швидкості ω_c . Номінальна ЕРС перетворювача $E_{np,n}=460$ В. Сумарний опір якірного кола $R_{я}=0,21$ Ом. Сумарний приведений момент інерції $J=4,1$ кг·м².

Визначити величину пускового моменту, при якому втрати в колі якоря будуть найменшими.

Розв'язання. Номінальна кутова швидкість

$$\omega_n = \frac{\pi n_n}{30} = \frac{3,14 \cdot 1500}{30} = 157 \text{ рад/с}.$$

Коефіцієнт ЕРС (моменту) двигуна:

$$K\Phi = C_e = \frac{U_n - I_{я} R_{я}}{\omega_n} = \frac{440 - 182,4 \cdot 0,096}{157} = 2,69$$

Кутова швидкість двигуна при $M_c=320$ Нм

$$\omega_n = \frac{E_{np}}{K\Phi} - \frac{M_c R_{я}}{(K\Phi)^2} = \frac{460}{2,69} - \frac{320 \cdot 0,21}{(2,69)^2} = 126 \text{ рад/с},$$

$$\text{Електромеханічна стала часу: } T_m = \frac{J R_{я}}{(K\Phi)^2} = \frac{4,1 \cdot 0,21}{2,69^2} = 0,119 \text{ с}.$$

Втрати енергії при пуску з постійним пусковим моментом (струмом)

$$\Delta A = I_n^2 R_{я} t_n = \frac{M_n^2 R_{я} J \omega_c}{(K\Phi)^2 \cdot (M_n - M_c)} = \frac{T_m \cdot M_n^2 \omega_c}{M_n - M_c},$$

$$\text{де } I_n = \frac{M_n}{K\Phi}; t_n = \frac{J \omega_c}{M_n - M_c}; T_m = \frac{J R_{я}}{(K\Phi)^2}.$$

Втрати енергії будуть мінімальними коли:

$$\frac{dA}{dM} = T_m \omega_c \frac{2M_n (M_n - M_c) - M_n}{(M_n - M_c)^2} = 0.$$

Прирівнюючи чисельник до нуля $2M_n (M_n - M_c) - M_n = 0$ маємо $M_n = 2M_c$.

Таким чином, якщо пусковий момент $M_n = 2M_c$, те втрати при пуску будуть мінімальні і згідно приведеного вище виразу складуть

$$\Delta A = \frac{T_m - (2M_c)^2 \omega_c}{2M_c - M_c} = 4T_m M_c \omega_c = 4 \cdot 0,119 \cdot 320 \cdot 162 = 24,68 \text{ кВт} \cdot \text{с}.$$

13.3. Зменшення втрат енергії в перехідних режимах плавною зміною керуючого впливу

Розглянемо більш докладно зменшення втрат енергії при лінійній зміні керуючого впливу (швидкості ідеального холостого ходу ω_0), регулюючи відповідним чином напругу на якорі в системі КП-Д або частоту струму статора в системі ТПЧ-АД.

При лінійній зміні ω_0 рівняння для швидкості (6.54) і моменту (6.55) двигуна при пуску без навантаження мають вигляд:

$$\omega = \varepsilon t - \varepsilon T_m (1 - e^{-t/T_m}); M = \varepsilon J (1 - e^{-t/T_m}), \quad (13.17)$$

де ε – темп наростання $\omega_0(t)$.

Графіки перехідного процесу для цього режиму показані на рис. 13.1.

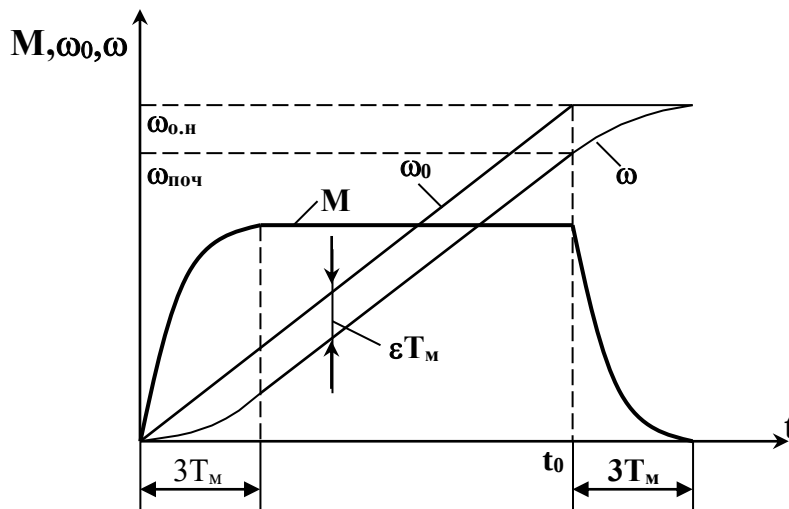


Рис. 13.1. Графіки перехідних процесів при лінійній зміні керуючого впливу $\omega_0(t)$

Тривалість перехідного процесу визначається в основному часом наростання керуючого впливу до усталеного значення. Тому при лінійній залежності $\omega(t)$ матимемо

$$\omega = \varepsilon t - \varepsilon T_m; M = \varepsilon J; \omega_0 = \varepsilon t. \quad (13.18)$$

Підставляючи (13.18) у вираз втрат, одержимо з урахуванням $\Delta\omega = \varepsilon T_m$

$$\Delta P = M \Delta \omega = \varepsilon^2 J T_m. \quad (13.19)$$

Звідки втрати енергії при пуску

$$\Delta A_{\text{нyc}} = \int_0^{t_0} \Delta P dt = \int_0^{t_0} \varepsilon^2 J T_m dt = \frac{J \omega_{0н}^2}{2} \frac{2 T_m}{t_0}, \quad (13.20)$$

де t_0 – час наростання ω_0 від нуля до номінального значення $\omega_{0н}$ (рис. 13.1).

На другому етапі пуску двигуна при $t > t_0$ швидкість $\omega_0 = \text{const}$, а рівняння швидкості та моменту двигуна набувають вигляду:

$$\omega = \omega_{0н}(1 - e^{-t/T_m}) + \omega_{\text{ноч}} e^{-t/T_m}; \quad M = \varepsilon J e^{-t/T_m}, \quad (13.21)$$

де $\omega_{\text{ноч}}$ – початкове значення швидкості для другого етапу розгону (рис. 13.1). У наведених рівняннях початок відліку часу перенесений у точку $t = t_0$.

У загальному випадку $T_m \ll t_0$ і, отже, тривалість перехідних процесів визначається в основному часом наростання t_0 напруги на якорі або частоти струму статора до усталеного значення. Тому згідно з (13.20) такий спосіб пуску характеризується меншими втратами енергії.

Вирази для визначення втрат у перехідних режимах при лінійній зміні $\omega_0(t)$ і $M_c \neq 0$ є громіздкими й незручними для практичного застосування. Оцінку впливу статичного навантаження в цьому випадку можна визначити таким же способом, як і при прямому пуску двигуна

$$\Delta A_{\text{нyc}} = \frac{J \omega_{0н}^2}{2} \frac{2 T_m}{t_0} \cdot \frac{M_{cp}}{M_{cp} - M_c}. \quad (13.22)$$

Розглянемо втрати енергії при пуску двигуна в системі Г-Д, шляхом вмикання обмотки збудження на постійну напругу. При цьому напруга генератора, а отже, і швидкість ідеального холостого ходу змінюються за експонентою $\omega_0 = \omega_{0н}(1 - e^{-t/T_z})$.

При розгоні без навантаження втрати енергії в якірному колі визначаються таким чином

$$\Delta A_{\text{нyc}} = \int_0^{t_{\text{нep}}} i_{\text{я}}^2 (R_{\text{я.з}} + R_{\text{я.дв}}) dt. \quad (13.23)$$

У системі Г-Д вираз для струму якоря має вигляд:

$$i_{\text{я}}(t) = \frac{I_{\text{к.з}} (e^{-t/T_z} - e^{-t/T_m})}{m - 1}, \quad (13.24)$$

де $m = T_z / T_m$ – відношення сталих часу обмотки збудження та електромеханічної сталої приводу; $I_{к.з} = E_{\text{ен}} / (R_{\text{я.з}} + R_{\text{я.об}})$ – струм короткого замикання.

Після інтегрування (13.23) з урахуванням (13.24) одержимо вираз для втрат енергії при пуску двигуна в системі Г-Д шляхом включення обмотки збудження на постійну напругу

$$\Delta A_{\text{пус}(Г-Д)} = \frac{J \omega_0^2}{2} \frac{1}{m+1}, \quad (13.25)$$

тобто втрати енергії зменшуються в $(m+1)$ раз у порівнянні з прямим пуском двигуна, шляхом включення якоря на повну напругу.

При пуску системи Г-Д з форсуванням напруга генератора змінюється практично за лінійним законом, тому втрати енергії можна визначити за допомогою (13.20) при пуску без навантаження або (13.22) при пуску з навантаженням. Для цього необхідно попередньо знайти час наростання напруги генератора до номінального значення залежно від коефіцієнта форсування α напруги

$$t_0 = T_z \ln \alpha / (\alpha - 1).$$

Варто додати, що повні втрати за час перехідного процесу, крім розглянутих змінних втрат, містять у собі постійні та механічні втрати. Так, наприклад, при пуску двигуна постійного струму незалежного збудження сумарні втрати дорівнюють

$$\Delta A_{\Sigma} = \frac{J \omega_0^2}{2} (S_{\text{поч}}^2 - S_{\text{кін}}^2) \frac{M_{\text{ср}}}{M_{\text{ср}} - M_{\text{с}}} + \Delta P_n t_{\text{пер}}, \quad (13.26)$$

де ΔP_n – постійні втрати.

Якщо ці втрати за час перехідного процесу змінюються значно, то в (13.26) варто використати середні значення цих величин.

Отримані розрахункові вирази втрат енергії в перехідних режимах є основою для вибору потужності двигунів та оцінки енергоспоживання.

13.4. Енергетична ефективність електроприводу

Гострота проблеми енергозбереження значно виросла в період настання світової енергетичної кризи. Оскільки електропривід споживає більше 60% вироблюваної електроенергії, то саме тут є величезні резерви енергозбереження. Тому необхідні зручні та достовірні критерії оцінки енергетичної ефективності різних систем електроприводу, що дозволяють розкрити резерви енергозбереження та установити головні напрямки їх

реалізації. У загальному випадку мірою корисного використання споживаної енергії є ККД електроприводу:

$$\eta_{en} = \frac{P_{po}}{P_c}, \quad (13.27)$$

де P_{po} – корисна потужність, яка витрачається на реалізацію руху робочого органу; P_c – потужність, споживана електроприводом.

У практичних розрахунках відомі ККД перетворювачів електричної енергії, двигунів і механічних передач як окремих пристроїв. Тому ККД електроприводу зручно подати у такому вигляді:

$$\eta_{en} = \eta_{np} \eta_{dv} \eta_{mech} = \frac{P_{np}}{P_c} \cdot \frac{P_{dv}}{P_{np}} \cdot \frac{P_{po}}{P_{dv}}, \quad (13.28)$$

де $\eta_{np}, \eta_{dv}, \eta_{mech}$ – ККД перетворювача, двигуна і механічних передач; P_{np} – електрична потужність на виході перетворювача (вході двигуна); P_{dv} – механічна потужність на валі двигуна.

Кожна зі складових ККД у (13.28) є змінною величиною, що залежить від навантаження, кутової швидкості та низки інших факторів.

Втрати потужності в електродвигуні можна умовно поділити на постійні ΔP_n і змінні ΔP_v , тобто $\Delta P = \Delta P_n + \Delta P_v$.

Постійні втрати не залежать від навантаження та швидкості двигуна. До них, як ми вже відзначали, відносяться втрати в сталі, втрати від тертя у підшипниках та вентиляційні. До постійних втрат відносять також втрати в обмотках збудження, а для асинхронних двигунів – втрати від струму намагнічування.

Строго говорячи, постійні втрати не є незмінними, а незначно залежать від швидкості двигуна, частоти та амплітуди напруги живлення. Оскільки ці втрати змінюються незначно, вони звичайно приймаються незмінними.

Під змінними втратами мають на увазі втрати, що виділяються в міді обмоток машин під дією змінного струму навантаження.

Для двигунів постійного струму змінні втрати

$$\Delta P_v = I_a^2 R_a = I_n^2 R_a \left(\frac{I_a}{I_n} \right)^2 = \Delta P_{v,n} \left(\frac{I_a}{I_n} \right)^2 = \Delta P_{v,n} K_z^2.$$

Для асинхронного двигуна

$$\Delta P_v = 3I_1^2 R_1 + 3I_2'^2 R_2' \approx 3I_{1n}^2 (R_1 + \sigma_n^2 R_2') \left(\frac{I_1}{I_{1n}} \right)^2 = \Delta P_{v,n} K_z^2, \quad (13.29)$$

де $\Delta P_{v,n} = 3I_{1n}^2 (R_1 + \sigma_n^2 R_2')$ – номінальні змінні втрати АД; $\sigma_n = I_2' / I_{1n} =$

$=0,85-0,95$ – відношення номінальних струмів ротора й статора; K_3 – коефіцієнт завантаження двигуна.

Повні втрати потужності

$$\Delta P = \Delta P_n + \Delta P_v = \Delta P_n + \Delta P_{v.n} K_3^2 = \Delta P_{v.n} (a + K_3^2), \quad (13.30)$$

де $a = \Delta P_n / \Delta P_{v.n}$ – відношення втрат ($a = 0,5-1$ для двигунів малої й середньої потужності; $a = 1,5$ – для двигунів великої потужності та синхронних).

З урахуванням (13.30) вираз для ККД можна записати у вигляді

$$\eta = \frac{P_{po}}{P_{po} + \Delta P} = \frac{P_{po}}{P_{po} + \Delta P_{v.n} (a + K_3^2)} = \frac{K_3}{K_3 + (a + K_3^2) \Delta P_{v.n} / P_n}, \quad (13.31)$$

де P_{po} – потужність на валу робочого органа механізму.

Наведена залежність має максимум при оптимальному коефіцієнті завантаження

$$K_{3.opt} = \sqrt{\Delta P_n / \Delta P_{v.n}} = \sqrt{a} \quad (13.32)$$

При цьому максимальне значення ККД згідно (13.31)

$$\eta_{max} = \frac{1}{1 + 2\sqrt{a} \Delta P_{v.n} / P_n}, \quad (13.33)$$

а номінальний ККД при $K_3=1$

$$\eta_n = \frac{1}{1 + (1 + a) \Delta P_{v.n} / P_n}. \quad (13.34)$$

При $a=1$ ($\Delta P_n = \Delta P_{v.n}$) максимум ККД відповідає номінальному навантаженню $K_3=1$. У випадку $a > 1$ максимальний ККД – при $K_3 > 1$, а при $a < 1$ максимальний ККД – при $K_3 < 1$

Звичайно номінальне значення навантаження (потужності) вибирають так, щоб воно було більше навантаження, що забезпечує максимальний ККД (тобто $\eta_n < \eta_{max}$). Пояснюється це тим, що практично всі механізми працюють із недовантаженням через передбачені запаси при визначенні розрахункових значень потужності. Тому фактичні навантаження з урахуванням зазначеного запасу будуть відповідати максимальному значенню ККД.

Реальні навантаження АД перебувають у межах $(0,6-0,7)P_n$. Тому розробники масової серії асинхронних двигунів 4А найбільший розрахунковий ККД вибирають саме біля цих значень.

Якщо двигуни працюють із постійним навантаженням, то вигідніше

максимальне значення ККД розташовувати при цьому навантаженні. Тому для механізмів, що працюють із постійним навантаженням, доцільно спеціально проектувати двигуни з малими питомими втратами (великий обсяг міді та сталі) із застосуванням високоякісних матеріалів. Додаткові витрати на матеріали окупаються меншими витратами на електроенергію.

Крім ККД, що характеризує енергетичну ефективність перетворення електричної енергії системою електроприводу, важливе значення має характеристика електропривода як споживача електричної енергії. Суттєве значення ця характеристика має для електроприводів змінного струму. У цьому випадку відбувається безперервний обмін енергією між мережею та електроприводом. Нехай напруга, прикладена до навантаження (фази двигуна) $u = U_m \sin \omega_1 t$, а споживаний струм $i = I_m \sin(\omega_1 t - \phi)$. Миттєва потужність, споживана навантаженням

$$p = ui = UI \cos(1 - \cos 2\omega_1 t) + UI \sin \phi \sin 2\omega_1 t, \quad (13.35)$$

де U , I – діючі значення напруги та струму; ω_1 – кутова частота напруги мережі.

Згідно з (13.35) миттєва потужність складається з двох складових. Одна з них у будь-який момент часу позитивна і має середнє значення $UI \cos \phi$ – активна потужність. Інша складова має середнє значення, рівне нулю, і характеризує процес періодичного обміну енергією між джерелом і приймачем. Амплітуда змінної складової цієї потужності $UI \sin \phi$ визначає реактивну потужність. Наявність реактивної потужності зумовлена періодичною зміною електромагнітної енергії з частотою $2\omega_1$. Ця потужність також викликає нагрівання двигуна.

Втрати потужності в активних опорах (R_Σ) джерела, лінії передач і приймача визначаються повним струмом. При заданій активній потужності ці втрати будуть

$$\Delta P = I^2 R_\Sigma = \left(\frac{I_a}{\cos \phi} \right)^2 R_\Sigma = \frac{\Delta P_n}{\cos^2 \phi}, \quad (13.36)$$

тобто в $1/\cos^2 \phi$ раз перевищують втрати ΔP_n при передачі тієї самої потужності постійним струмом, де I_a – активна складова струму.

Отже, $\cos \phi$ характеризує ефективність споживання активної потужності. Зниження $\cos \phi$ зумовлене явищем накопичування енергії в електромагнітному та електричному полях елементів приймача.

Для симетричних трифазних систем сума миттєвих періодичних складових потужності дорівнює нулю, а активна потужність $3UI \cos \phi$ буде постійна. Отже, якщо одна з фаз споживає реактивну потужність, то в двох інших фазах у той же момент часу існує потік енергії зворотного напрямку тієї ж потужності.

Таким чином, без урахування впливу вищих гармонік струму та напруги

енергетична ефективність електроприводів тривалого режиму з постійним навантаженням може бути оцінена значенням ККД і $\cos \phi$.

Однак у більшості випадків навантаження електроприводу не є постійним. При цьому змінюються значення ККД і $\cos \phi$, що ускладнює використання їх для оцінки енергетичної ефективності електроприводу. У цьому випадку для такої оцінки переходять до інтегральних значень ККД за визначений проміжок часу (найчастіше за час циклу). При цьому цикловий ККД електроприводу визначається таким чином

$$\eta_{\text{ц}} = \frac{\int_0^{T_{\text{ц}}} P_{\text{по}}(t) dt}{\int_0^{T_{\text{ц}}} P_{\text{с}}(t) dt}. \quad (13.37)$$

Розбиваючи цикл на ділянки роботи з постійним навантаженням, визначають середнє зважене за цикл значення ККД

$$\eta_{\text{ц}} = \frac{\sum_{i=1}^{i=n} P_{\text{poi}} \Delta t_i}{\sum_{i=1}^{i=n} P_{\text{ci}} \Delta t_i}. \quad (13.38)$$

Наведений вираз показує, що для підвищення енергетичної ефективності електроприводу необхідно уникати режимів роботи без навантаження з низьким ККД.

Для приводу змінного струму суттєве зниження втрат у режимі холостого ходу може бути досягнуте зменшенням напруги живлення до оптимального значення (система ТРН-АД), при якому втрати мінімальні. Оскільки нерегульований електропривод з асинхронними двигунами є основним споживачем електроенергії, то навіть невелика економія енергії за рахунок зменшення втрат у сталі при зниженні напруги у масштабах усього парку експлуатованих машин може дати значний ефект.

13.5. Заміна незавантажених електродвигунів електродвигунами меншої потужності

Прийнято вважати, що якщо середня завантаженість електродвигуна становить менш ніж 45%, то заміна його двигуном меншої потужності завжди доцільна та перевірка розрахунками не потрібна. При завантаженні двигуна більш ніж на 70% заміна не доцільна.

У випадку завантаження двигуна у межах 45-70% доцільність його заміни повинна бути підтверджена розрахунком сумарних втрат у двигуні й енергосистемі, тому що двигун меншої потужності має менший ККД. Зазначені

сумарні втрати можуть бути визначені за формулою:

$$\Delta P_{\Sigma} = [Q_x(1 - K_3^2) + K_3^2 Q_n] K_e + \Delta P_x + K_3^2 \Delta P_{an}$$

де $Q_x = \sqrt{3} U_n I_x$ $Q_x = \sqrt{3} U_n I_x$ – реактивна потужність, що споживається з мережі при холостому ході, кВАр; I_x – струм холостого ходу; U_n – номінальна напруга електродвигуна; $K_3 = P/P_n$ – коефіцієнт завантаження; P , P_n – середнє навантаження й номінальна потужність двигуна; $Q_n = P_n \tan \phi / \eta_n$ – реактивна потужність, що споживається з мережі при номінальному навантаженні;

$\Delta P_{an} = P_n \left(\frac{1 - \eta_n}{\eta_n} \right) \left(\frac{1}{1 + \gamma} \right)$ – приріст втрат активної потужності при

номінальному навантаженні; $\Delta P_x = P_n \left(\frac{1 - \eta_n}{\eta_n} \right) \left(\frac{\gamma}{1 + \gamma} \right)$ – втрати при роботі без

навантаження; K_e – коефіцієнт підвищення втрат (економічний еквівалент реактивної потужності, кВт/кВАр); $\gamma = \Delta P_x / \Delta P_{an}$ – розрахунковий коефіцієнт, що залежить від конструкції двигуна

$$\gamma = \frac{\Delta P_x}{P_n(1 - \eta_n) - \Delta P_x}.$$

На підставі наведених виразів визначаються сумарні втрати недовантаженого двигуна $\Delta P_{\Sigma 1}$ та двигуна меншої потужності $\Delta P_{\Sigma 2}$.

Якщо $\frac{1 - \eta_1}{\eta_1} + K_e \frac{\tan \phi_1}{\eta_1} > \frac{1 - \eta_2}{\eta_2} + K_e \frac{\tan \phi_2}{\eta_2}$ $\Delta P_{\Sigma 1} > \Delta P_{\Sigma 2}$ – має місце зниження втрат.

Однак, заміна незавантажених двигунів, навіть якщо вона виправдана розрахунком, може бути виконана лише після ретельної перевірки можливості їхнього повного завантаження за рахунок правильного використання виробничих механізмів.

Доцільність заміни незавантаженого двигуна можна також оцінити згідно умови:

$$\frac{1 - \eta_1}{\eta_1} + K_e \frac{\tan \phi_1}{\eta_1} > \frac{1 - \eta_2}{\eta_2} + K_e \frac{\tan \phi_2}{\eta_2} \quad \frac{1 - \eta_1}{\eta_1} + K_e \frac{\tan \phi_1}{\eta_1} > \frac{1 - \eta_2}{\eta_2} + K_e \frac{\tan \phi_2}{\eta_2} \quad (13.39)$$

де індекси “1” відносяться до незавантаженого двигуна.

При цьому КПД і $\cos \phi$ визначаються з урахуванням завантаження двигунів:

$$\eta = \eta_n K_{\eta}; \quad \cos \phi = \cos \phi_n K_{\phi}$$

Орієнтовні коефіцієнти перерахування η і $\cos \phi$ Д функції коефіцієнта завантаження наведені в табл. 13.1

Таблиця 13.1

K_3	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9
K_η	0.68	0.79	0.86	0.93	0.97	1.0	1.0	1.0
K_ϕ	0.56	0.7	0.79	0.84	0.93	0.97	1.0	1.0

Приклад 13.2. Визначити доцільність заміни АД ($P_{н1}=75\text{кВт}$, $\eta_{н1}=0,91$, $\cos\phi_{н1}=0,92$, $K_3=0,6$) на двигун $P_{н2}=55\text{кВт}$, $\eta_{н2}=0,905$, $\cos\phi_{н2}=0,91$, $K_3=0,818$. Коефіцієнт підвищення втрат $K_e=0,125\text{кВт/кВАр}$.

Р о з в ' я з а н н я . Відповідно до таблиці 13.1 при $K_3=0,6$ маємо для АД1:

$$\eta_1 = \eta_{н1} K_{\eta1} = 0,91 \cdot 0,97 = 0,883; \quad \text{tg}\phi_1 = 0,605;$$

$$\cos\phi_1 = \cos\phi_{н1} \cdot K_{\phi1} = 0,92 \cdot 0,93 = 0,86.$$

Для АД2 при $K_3=0,818$

$$\eta_2 = \eta_{н2} K_{\eta2} = 0,905 \cdot 1 = 0,905; \quad \text{tg}\phi_2 = 0,45;$$

$$\cos\phi_2 = K_{\phi2} \cdot \cos\phi_{н2} = 1 \cdot 0,91 = 0,91.$$

Згідно (13.39) умова перевірки

$$\frac{1-0,883}{0,883} + 0,125 \frac{0,605}{0,883} > \frac{1-0,91}{0,91} + 0,125 \frac{0,45}{0,91}$$

виконується тому що $0,218 > 0,161$ і заміна двигуна доцільна.

13.6. Енергетичні характеристики керованих випрямлячів

Потужні керовані випрямлячі негативно впливають на живильну мережу. По-перше, вони споживають з мережі несинусоїдальний струм, а по-друге, зсувають фазу струму щодо живильної напруги. Це викликає додаткові втрати енергії. Несинусоїдальність струму характеризується коефіцієнтом несинусоїдальності

$$K_{нс} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} = \frac{I_{\Sigma n}}{I_1},$$

де $I_1 \dots I_n$ – ефективне (діюче) значення струмів першої і n -ї гармонік; $I_{\Sigma n}$ – ефективний струм усіх вищих гармонік струму.

У колах з несинусоїдальною формою струму замість $\cos \varphi$ використовують коефіцієнт потужності, що для керованих випрямлячів визначається звичайно таким чином. Першу гармоніку струму можна розкласти на активну I_{1a} і реактивну I_{1p} складові. Якщо прийняти, що напруга мережі синусоїдальна, то окремі складові потужності для трифазних схем випрямлення визначаються за допомогою виразів:

– повна потужність, споживана з мережі

$$S = 3U_m I_m ;$$

– повна потужність першої гармоніки

$$S_1 = 3U_m I_1 ;$$

– активна потужність першої гармоніки

$$P_1 = 3U_m I_{1a} ;$$

– реактивна потужність першої гармоніки

$$Q_1 = 3U_m I_{1p} ;$$

– потужність спотворювань, зумовлена взаємодією джерела ЕРС із вищими гармоніками струму

$$D = 3 \cdot U_m \sqrt{\sum_2^{\infty} I_n^2} = \sqrt{S^2 - P_1^2 - Q_1^2} ;$$

де I_n – діюче значення вищих гармонік.

– коефіцієнт потужності керованого випрямляча

$$K_n = \left(\frac{S_1}{S} \right) \cos \varphi_1 = K_{cn} \cos \varphi_1 ;$$

– коефіцієнт спотворення

$$K_{cn} = \sqrt{(P_1^2 + Q_1^2) / (P_1^2 + Q_1^2 + D^2)} = I_1 / I_m ,$$

– кут зсуву першої гармоніки струму щодо напруги мережі

$$\phi_1 = \alpha + \gamma / 2 ,$$

де γ – кут комутації вентилів; α – кут керування; I_m, I_1 – діюче значення несинусоїдального струму мережі та першої гармоніки.

Приклад 13.3. У системі КП-Д двигун постійного струму ($P_n=30$ кВт, $U_n=220$ В, $I_n=161$ А, $\eta_n=84,5\%$, $\omega_n=52,3$ рад/с, $I_{доп}=3I_n$, $J_{доп}=2,12$ кг·м², $r_{я}=0,095$ Ом) живиться від трифазного перетворювача (мостова трьохфазна схема), у котрого при $\alpha=0$; $E_{d0}=310$ В, струм холостого ходу трансформатора $I_{хх}=7\%$, сумарний опір перетворювача $r_{np}=0,081$ Ом, стала часу $T_{np}=0,01$ с. Приведений до швидкості двигуна момент інерції механізму $J_m=1,7$ кг·м².

Визначити:

- втрати при пуску двигуна без навантаження ($M_c=0$) при лінійній зміні напруги перетворювача за час $t_0=0,5$ с;
- коефіцієнти потужності системи КП-Д при $\omega_1=\omega_n$; $\omega_2=0,5\omega_n$ та $M_c=0,7M_n$;
- активну, реактивну та повну потужності, що споживаються з мережі.

Розв'язання. Конструктивний коефіцієнт двигуна (коефіцієнт ЕРС)

$$K\Phi = C_e = \frac{U_n - I_n r_{я}}{\omega_n} = \frac{220 - 0,095 \cdot 161}{52,3} = 3,91 \text{ В} \cdot \text{с/рад}.$$

Сумарний опір якріного кола в нагрітому стані ($K_m=1,3$)

$$R_{я} = K_m (r_{я} + r_{np}) = 1,3(0,095 + 0,081) = 0,229 \text{ Ом}.$$

Сумарний момент інерції приводу $J = J_{np} + J_m = 2,12 + 1,7 = 3,82$ кг·м².

$$\text{Електромеханічна стала часу } T_m = \frac{J R_{я}}{(K\Phi)^2} = \frac{3,82 \cdot 0,229}{3,91^2} = 0,073 \text{ с}.$$

Швидкість ідеального холостого ходу

$$\omega_0 = \frac{\omega_n + I_n R_{я}}{K\Phi} = \frac{52,3 + 161 \cdot 0,229}{3,91} = 61,8 \text{ рад/с}.$$

Витрати енергії при пуску без навантаження відповідно (13.20)

$$\Delta A = \frac{J \omega_0^2 2T_m}{2t_0} = \frac{3,82 \cdot 61,8^2 \cdot 2 \cdot 0,073}{2 \cdot 0,5} = 2130 \text{ Вт} \cdot \text{с}$$

Випрямлена напруга тиристорного перетворювача при $\omega_1 = \omega_n$,
 $M_c = 0,7M_n$

$$U_{d1} = K\Phi\omega_n + 0,7I_n R_y = 3,91 \cdot 52,3 + 0,7 \cdot 161 \cdot 0,229 = 230 \text{ В.}$$

Коефіцієнт зсуву першої гармоніки

$$\cos \phi_1 = \frac{U_{d1}}{E_{d0}} = \frac{230}{310} = 0,74.$$

Коефіцієнт потужності при $\omega_1 = \omega_n$

$$K_{n1} = K_{cn} \cdot \cos \phi_1 = \frac{3}{\pi} \cdot 0,74 = 0,7,$$

де $K_{cn} = 3/\pi$ – коефіцієнт спотворення для мостової схеми ТП.

Вихідна напруга тиристорного перетворювача при $\omega_2 = 0,5\omega_n = 0,5 \cdot 52,3 = 26,15$ рад/с.

$$U_{d2} = K\Phi\omega_2 + 0,7I_n R_y = 3,91 \cdot 26,15 + 0,7 \cdot 161 \cdot 0,229 = 128 \text{ В.}$$

Коефіцієнт зсуву першої гармоніки

$$\cos \phi_2 = \frac{U_{d2}}{E_{d0}} = \frac{128}{310} = 0,412..$$

Коефіцієнт потужності при $\omega_2 = 0,5\omega_n$

$$K_{n2} = K_{cn} \cos \phi_2 = \frac{3}{\pi} \cdot 0,412 = 0,4.$$

Активна потужність, що споживається з мережі при $\omega_1 = \omega_n$ та $\omega_2 = 0,5\omega_n$ без врахування втрат $P_{мех}$ і $P_{ст}$

$$P_1 \approx M_c \omega_1 + I_y^2 R_y = 441 \cdot 52,3 + (0,7I_n)^2 0,229 \approx 26 \text{ кВт};$$

$$P_2 \approx M_c \omega_2 + I_y^2 R_y = 441 \cdot 26,15 + (0,7I_n)^2 0,229 \approx 14,5 \text{ кВт},$$

де $M_c = 0,7M_n = 0,7K\Phi I_n = 0,7 \cdot 3,91 \cdot 161 = 441 \text{ Н}\cdot\text{м.}$

Повна потужність

$$S_1 = \frac{P_1}{K_{n1}} = \frac{26}{0,7} = 37,14 \text{ кВА} ,$$

$$S_2 = \frac{P_2}{K_{n2}} = \frac{14,5}{0,4} = 36,2 \text{ кВА} .$$

Реактивна потужність

$$Q_1 = \sqrt{S_1^2 - P_1^2} = \sqrt{37,14^2 - 26^2} = 26,5 \text{ кВар} ,$$

$$Q_2 = \sqrt{S_2^2 - P_2^2} = \sqrt{36,2^2 - 14,5^2} = 33,2 \text{ кВар} .$$

З наведеного прикладу слідує, що в системі ТП-Д при зменшенні швидкості привода значно збільшується споживання реактивної потужності, що є основним недоліком даної системи.

13.7. Енергетичні показники регульованого електропривода

Визначення енергетичних показників регульованого електропривода є більш складним завданням, ніж нерегульованого, що зумовлене:

- зміна кутової швидкості двигуна приводить до зміни постійних втрат, що сильно виявляється при регулюванні струму збудження двигунів постійного струму та синхронних;
- необхідністю обліку втрат у керованому перетворювачі;
- електропривод ТП - Д є споживачем реактивної потужності й спотворює синусоїдальність кривих напруги та струму, що зумовлює зниження коефіцієнта потужності;
- різноманіттям різних способів регулювання швидкості, кожний з яких характеризується своїми енергетичними показниками.

Для двигунів постійного струму з незалежним збудженням постійні втрати складаються із втрат у колі збудження ΔP_z , механічних втрат $\Delta P_{мех}$ і втрат у сталі $\Delta P_{ст}$.

$$\Delta P_n = \Delta P_z + \Delta P_{мех} + \Delta P_{ст} . \quad (13.40)$$

Або

$$\Delta P_n = U_z I_z + \Delta P_{мех.н} \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^n + \Delta P_{ст.н} \left(\frac{\Phi}{\Phi_n} \right)^\beta , \quad (13.41)$$

де коефіцієнти $\beta = 1,2 - 1,5$; $n = 1,0 - 1,5$.

Змінні втрати

$$\Delta P_v = I_{\gamma}^2 R_{\gamma} = M(\omega_{0.ш} - \omega) = M\Delta\omega, \quad (13.42)$$

де $\omega_{0.ш}$ – швидкість ідеального холостого ходу на штучній характеристиці.

У системі ТП-Д необхідно враховувати також втрати у перетворювачі, а також коефіцієнт потужності та спотворення. Для чого знаходять: коефіцієнт зсуву першої гармоніки

$$\cos \varphi_1 = \cos\left(\alpha + \gamma/2\right), \quad (13.43)$$

коефіцієнт потужності

$$K_n = K_{cn} \cos \phi,$$

де $K_{cn} = I_1 / I_m$ – коефіцієнт спотворення; I_1, I_m – діючі значення струму першої гармоніки та несинусоїдального струму мережі; α – кут регулювання; γ – кут анодного перекриття, зумовлений комутацією тиристорів ($\gamma \leq 30^\circ$).

До складу тиристорних перетворювачів входить також трансформатор (або реактор). Постійні втрати трансформатора (реактора) зумовлені головним чином втратами в сталі $\Delta P_{ст.тр} = \Delta P_{н.тр} - \Delta P_{вн.тр}$

Аналогічним чином також визначаються втрати в сталі реактора при його наявності.

Змінні втрати в міді трансформатора, реактора та вентилів, що входять до складу перетворювача

$$\Delta P_{в.тр} = (\Delta P_{кз.тр} + \Delta P_{н.р} + \Delta P_{н.в}) \left(\frac{I_{\gamma}}{I_n} \right)^2, \quad (13.44)$$

де $\Delta P_{кз.тр}$ – втрати трансформатора в режимі короткого замикання; $\Delta P_{н.р}$, $\Delta P_{н.в}$ – втрати в реакторі й у вентилях при номінальному струмі якоря.

Для асинхронних двигунів до постійних втрат відносять: втрати механічні $\Delta P_{мех}$ втрати в сталі статора $\Delta P_{ст.1}$ втрати в сталі ротора $\Delta P_{ст.2}$ втрати в обмотках статора від струму намагнічування (збудження) I_0 .

При цьому постійні втрати

$$\Delta P_{n(АД)} = \Delta P_{мех} + \Delta P_{ст.1} + \Delta P_{ст.2} + 3I_0^2 R_1. \quad (13.45)$$

Звичайно механічні втрати визначаються як

$$\Delta P_{мех} = \Delta P_{н.мех} (\omega / \omega_n)^n,$$

де $n = 1-1,5$ – показник ступеня.

Втрати в сталі від вихрових струмів та гістерезису пропорційні квадрату амплітуди індукції $B^2 \max$ й частоті в степені $\beta = 1,3-1,5$ (частіше $\beta = 1,3$), що

залежить від марки електротехнічної сталі.

Вважаючи $B_{\max} / B_{н.\max} = E_1 / E_{1н} \approx U_1 / U_{1н}$, а також рівність об'ємів сталі статора й ротора, можна одержати наближений вираз для сумарних втрат у сталі АД

$$\begin{aligned} \Delta P_{cm} &= \Delta P_{cm.1} + \Delta P_{cm.2} \approx \Delta P_{1н.см} \left(\frac{U_1}{U_{1н}} \right)^2 \left(\frac{f_1}{f_{1н}} \right)^\beta + \\ &+ \Delta P_{1н.см} \left(\frac{U_1}{U_{1н}} \right)^2 \left(\frac{f_1 S}{f_{1н}} \right)^\beta \approx \Delta P_{1н.см} \left(\frac{U_1}{U_{1н}} \right)^2 \left(\frac{f_1}{f_{1н}} \right)^\beta (1+S)^\beta \approx \\ &\approx \Delta P_{1н.см} \left(\frac{I_0}{I_{0н}} \right)^2 \left(\frac{f_1}{f_{1н}} \right)^\beta (1+S)^\beta, \end{aligned} \quad (13.46)$$

де $\Delta P_{1н.см}$ – втрати в сталі статора при номінальній частоті й напрузі живлення (звичайно приймають $\Delta P_{cm} = (0,2 - 0,25) \Delta P_{\Sigmaн}$; $\Delta P_{\Sigmaн}$ – номінальний сумарні втрати; $I_0, I_{0н}$ – струм намагнічування у режимі, який розглядається, та номінальний; S – ковзання.

При реостатному способі регулювання $U_1 = U_{1н}$; $f_1 = f_{1н}$ і згідно (13.46) маємо $\Delta P_{cm} = \Delta P_{1н.см} (1+S^\beta)$.

Якщо прийняти, що при реостатному регулюванні зі зменшенням швидкості збільшення втрат у сталі (зростає ковзання) компенсується зменшенням механічних втрат, то постійні втрати можуть бути прийняті незмінними.

Змінні втрати при реостатному способі можуть бути виражені на підставі (13.29) через механічні величини

$$\Delta P_v = \Delta P_{2v} + \Delta P_{1v} = M \omega_0 S (1 + R_1 / R_2' \sigma^2), \quad (13.47)$$

де $\sigma = I_2' / I_1$ - відношення струмів ротора і статора.

Для вентиляторного навантаження $M_c = M_n (\omega / \omega_n)^2$ втрати в роторному колі АД можуть бути визначені як

$$\Delta P_{2v} = M_c \Delta \omega = M_c (\omega_0 - \omega) = M_n (\omega / \omega_n)^2 (\omega_0 - \omega). \quad (13.48)$$

Це залежність має максимум при $\omega = 2\omega_0 / 3$ та становить

$$\Delta P_{2v.\max} = \frac{4}{27} M_n \omega_0 \left(\frac{\omega_0}{\omega_n} \right)^2. \quad (13.49)$$

При частотному способі регулювання швидкості ковзання та частота ЕРС ротора у всьому діапазоні регулювання залишаються практично

незмінними. При цьому втратами в роторі, внаслідок малої частоти, можна знехтувати та вираз втрат у сталі (13.46) при частотному способі регулювання швидкості $U_1 / f_1 = \text{const}$ приймає вид $\Delta P_{ct} = \Delta P_{1н.ст} \left(\frac{f_1}{f_{1н}} \right)^{3,3}$, де прийнято $\beta = 1,3$.

13.8. Мінімізація втрат незавантажених двигунів

Для аналізу цієї задачі зручно перейти до відносних одиниць, що визначаються відношенням поточного значення змінної до її номінального значення, наприклад, $\omega_* = \omega / \omega_n$. Щоб співвідношення у відносних одиницях були загальними для двигунів постійного струму та асинхронних, введемо наступні позначення:

- для двигунів постійного струму $I_{я*} = I_{я} / I_n$, $I_{з*} = I_{з} / I_{zn}$;

- для асинхронних двигунів $I'_{2*} = I'_2 / I'_{2н}$, $I_{о*} = (I_{з*}) = I_o / I_{он}$.

Відносні значення складових втрат для номінального режиму роботи:

- відносні змінні втрати $K_v = \Delta P_{vн} / \Delta P_{\Sigma н}$;

- відносні постійні втрати $K_n = \Delta P_{пн} / \Delta P_{\Sigma н}$;

- відносні втрати в сталі $K_{ct} = \Delta P_{ct,н} / \Delta P_{\Sigma н}$;

- відносні втрати від струму збудження (намагнічування I_0 для АД)

$K_z = \Delta P_{zn} / \Delta P_{\Sigma н}$;

- відносні механічні втрати $K_{мех} = \Delta P_{мех,н} / \Delta P_{\Sigma н}$.

Для машин обох типів відносні втрати:

$$\text{- змінні } \Delta P_{v*} = K_v I_*^2; \quad (13.50)$$

$$\text{- постійні } \Delta P_{n*} = K_z I_{з*}^2 + K_{ct} f_*^\beta \Phi_*^2 + K_{мех} \omega_*^n. \quad (13.51)$$

Зв'язок між струмом навантаження (якоря, статора) і моментом на валу двигуна для машин постійного струму $M = \kappa \Phi I_{я}$;

для асинхронних машин $M = C \Phi I'_2 \cos \phi_2$,

де ϕ_2 – кут між векторами I'_2 й E'_2 , що для малих ковзань можна прийняти рівним нулю. Тому для обох машин

$$M_* = \Phi_* I_* \quad (13.52)$$

Для машин постійного струму кутова швидкість якоря пропорційна частоті його перемагнічування

$$\omega_* = f_*, \quad (13.53)$$

а для асинхронних машин

$$\omega_* = f_*(1 - S), \quad (13.54)$$

де S – ковзання ротора відносно поля статора.

При роботі в зоні малих ковзань можна вважати, що для АД також справедливий вираз (13.53). При цьому з урахуванням (13.52) і (13.53) вирази для втрат (13.50) і (13.51) приймають вигляд:

$$\Delta P_{\nu*} = K_{\nu} M_*^2 / \Phi_*^2; \quad (13.55)$$

$$\Delta P_{\eta*} = K_{\text{з}} I_{\text{з}*}^2 + K_{\text{см}} \omega_*^{\beta} \Phi_*^2 + K_{\text{мех}} \omega_*^{\eta}, \quad (13.56)$$

де – коефіцієнти $\beta=1,3-1,5$; $\eta=1,0-1,5$.

Для електропривода звичайно задаються координати механічного руху: M и ω . Тому варіаційними змінними є лише струм збудження (для АД – струм намагнічування I_0) і потік Φ , що визначається кривою намагнічування.

При роботі двигуна на лінійній ділянці кривої намагнічування ($I_{\text{з}*} = \Phi_*$) потік, при якому втрати мінімальні для заданих значень M_* і Φ_* визначається виразом

$$\Phi_{\text{онт}*}^2 = M_* \sqrt{\frac{K_{\nu}}{K_{\text{з}} + K_{\text{см}} \omega_*^{\beta}}} \quad (13.57)$$

Повні втрати для оптимального потоку згідно (13.55) і (13.56)

$$\Delta P_{\Sigma \min*} = 2M_* \sqrt{K_{\nu}(K_{\text{з}} + K_{\text{см}} \omega_*^{\beta})} + K_{\text{мех}} \omega_*^{\eta}. \quad (13.58)$$

Згідно (13.55) та (13.56) втрати при номінальному потоці $\Phi_* = 1$

$$\Delta P_{\Sigma*} = M_*^2 K_{\nu} + K_{\text{з}} + K_{\text{см}} \omega_*^{\beta} + K_{\text{мех}} \omega_*^{\eta}. \quad (13.59)$$

За допомогою (13.58) і (13.59) можна проаналізувати зміни втрат для різних режимів роботи:

$$\omega_* = 1(\text{номінальна швидкість}), \quad M = M_{\text{н}} (M_* = 1)$$

$$\Delta P_{\Sigma*} = K_{\nu} + K_{\text{з}} + K_{\text{см}} + K_{\text{мех}}; \quad (13.60)$$

$$\Delta P_{\Sigma \min*} = 2\sqrt{K_{\nu}(K_{\text{з}} + K_{\text{см}})} + K_{\text{мех}}. \quad (13.61)$$

Ці втрати відрізняються незначно, тому що номінальний режим роботи з енергетичної точки зору близький до оптимального.

В режимі холостого ходу ($M_* = 0$)

$$\Delta P_{\Sigma*} = K_{\text{з}} + K_{\text{см}} + K_{\text{мех}}; \quad \Delta P_{\Sigma \min*} \approx K_{\text{мех}}.$$

Таким чином, регулювання потоку при змінному навантаженні та номінальній швидкості привода дозволяє зменшити втрати на величину не більшу чим $(K_{\nu} + K_{\text{см}})$, що становить 20–50% від повних втрат у номінальному

режимі.

Отже, як для асинхронних, так і машин постійного струму з незалежним збудженням при недовантаженні можлива мінімізація втрат завдяки тому, що втрати на збудження та у сталі залежать від струму намагнічування та потоку. Так, наприклад, втрати енергії в режимі холостого ходу і малих завантажень АД можна істотно знизити зменшенням напруги живлення. Перемиканням обмоток статора з трикутника на зірку можна в $\sqrt{3}$ раз зменшити напругу. При цьому втрати у сталі зменшуються в три рази. Сучасні технічні засоби, наприклад тиристорні регулятори напруги, дозволяють безупинно регулювати напругу та мінімізувати втрати.

Найбільший інтерес представляє оптимізація енергозбереження масових електроприводів з АД. Прямий пуск таких двигунів, шляхом підключення до мережі, має багато негативних наслідків. Внаслідок електромагнітних перехідних процесів виникають значні коливання моменту, амплітуда яких у багато разів перевищує критичний момент (див. рис. 4.30). Ці механічні навантаження прискорюють зношування двигуна, викликають небезпечні удари в передачах після вибору зазору, а значні пускові струми з низьким $\cos\varphi$ навантажують живильну мережу. Для усунення цих явищ і формування плавного пуску (іноді для регулювання швидкості в невеликих межах) використовують тиристорні регулятори напруги з фазовим керуванням - так звані системи легкого пуску АД (див. рис. 8.3). Для кожного навантаження двигуна є така напруга, при якій споживаний струм буде мінімальний. Зниження напруги трохи збільшує ковзання, а отже, втрати в міді. Однак при цьому втрати в сталі, пропорційні квадрату напруги, зменшуються у значній мірі, що дозволяє знизити сумарні втрати.

На рис. 13.2 показані залежності η , $\cos\varphi$, відносного струму статора I_1^* та втрат потужності ΔP^* від напруги для двигуна серії 4А потужністю 30кВт при моменті навантаження $M_c=0,2M_n$.

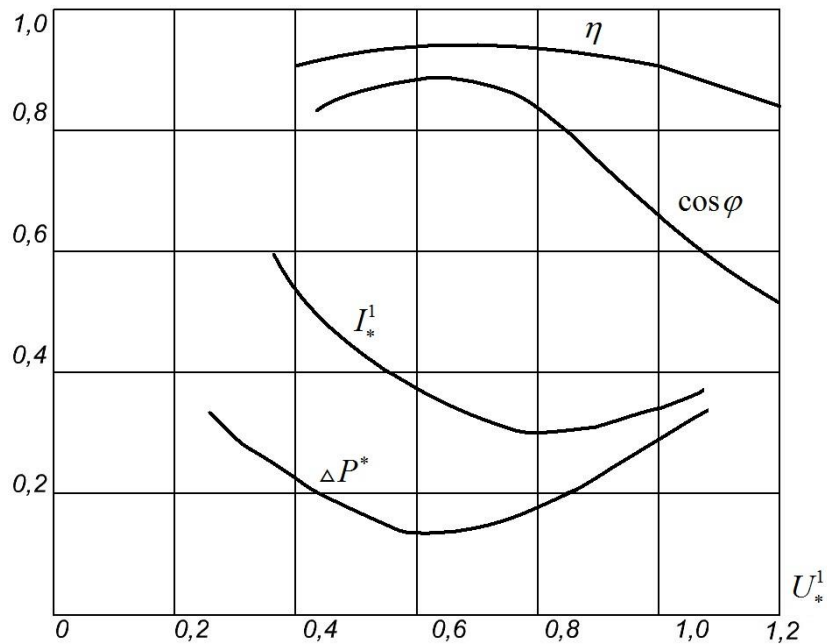


Рис.13.2. Залежність струму статора, втрат потужності, ККД і $\cos \varphi$ від напруги

Оптимальні ковзання можуть бути визначені за формулами:

- при мінімізації струму статора $S_{o(I_1)} = R_2' / X_0$;
- при мінімізації втрат потужності

$$S_{o(\Delta P)} = R_2' \sqrt{(X_0^2 / R_0 + R_1) / (R_2' + R_1)} / X_{\kappa 3} ;$$

- при мінімізації активної споживаної потужності

$$S_{o(P)} = R_2' \sqrt{1 + X_0^2 / (R_0 R_1)} / X_0 ;$$

- при максимізації коефіцієнта потужності

$$X_{o(\cos \varphi)} = R_2' \left(R_1 + \sqrt{R_1^2 + X_0 X_{\kappa 3}} \right) / X_0 X_{\kappa 3}$$

де R_1, R_2' , $R_0 = 3U_{1H}^2 / \Delta P_{ст.н}$ – активні опори статора, приведені ротора та паралельно ввімкненого контуру намагнічування, що враховує втрати в сталі; $X_0, X_{\kappa 3}$ – індуктивні опори контуру намагнічування і короткого замикання.

Слід зазначити, що тиристорні регулятори напруги, що використовуються за основним призначенням (плавний пуск і енергозбереження при малих навантаженнях) широко використовуються за межами України.

В асинхронних приводах із частотним регулюванням потік пропорційний E/f . У перетворювачах частоти здійснюється незалежне керування частотою та амплітудою напруги. Однак для мінімізації втрат при малих частотах необхідно збільшувати потік у порівнянні з номінальним значенням. При цьому

АД повинен працювати на не лінійній ділянці кривої намагнічування, що істотно ускладнює аналіз умов існування мінімуму втрат. Так як номінальний режим роботи близький до енергетично оптимального, то можна без великої похибки прийняти $S_{ont} = S_n$.

13.9. Вплив керованих тиристорних перетворювачів на живильну мережу та способи його зниження

Тиристорний електропривод із двигунами постійного струму є поки найбільш розповсюдженим регульованим приводом великої потужності. Ці приводи негативно впливають на роботу живильної мережі, що супроводжується зниженням коефіцієнта її потужності, спотворенням синусоїдальної форми напруги, струму та циркуляцією струмів вищих гармонік.

Зниження коефіцієнта потужності завантажує мережу реактивним струмом, що спричиняє додаткові втрати напруги й енергії в живильній мережі, вимагає збільшення пропускної здатності її елементів. Вищі гармоніки напруги та струму впливають також на інші споживачі. Це виражається в підвищеному нагріванні електродвигунів, зниженні їх потужності та ККД, посиленні вібрації та шуму при їх роботі, погіршується також електромагнітна сумісність різних споживачів.

При масовому використанні в промисловості потужних електроприводів з тиристорними перетворювачами виникають також проблеми, зумовлені резонансними явищами в конденсаторних батареях, що застосовують для компенсації реактивної потужності. У результаті цього збільшується їх перегрів і вихід із ладу.

Вищі гармоніки напруги порушують також роботу пристроїв автоматики, систем керування, захисту й сигналізації, викликають додаткові погрішності вимірювальних приладів.

При регулюванні швидкості двигунів постійного струму збільшенням кута керування α зменшується коефіцієнт потужності електроприводу, зумовлений двома факторами: кутом зсуву ϕ основної (першої) гармоніки споживаного з мережі струму щодо напруги та коефіцієнтом спотворення K_{cn} цього ж струму. Збільшення діапазону регулювання швидкості призводить до пропорційного зниження $\cos \phi$, що визначається як

$$\cos \phi \approx K_{cn} \cos \alpha = K_{cn} \frac{E_d}{E_{d_0}} = K_{cn} \frac{\omega_{0ш}}{\omega_0},$$

де $\omega_{0ш}$ – швидкість ідеального холостого ходу на штучній характеристиці, що відповідає напрузі E_d ; E_{d_0} – максимальне значення випрямленої ЕРС при куті регулювання $\alpha = 0$.

Це пояснюється тим, що в системі ТП-Д струм, споживаний з мережі,

пропорційний струму якоря і практично не залежить від швидкості. У результаті цього повна потужність при заданому моменті залишається практично незмінною при будь-якій швидкості, а активна потужність $P = K\Phi I_{\text{я}} \omega + \Delta P_{\Sigma}$ зменшується зі зменшенням швидкості. При цьому в початковий момент пуску відбувається значне споживання реактивної потужності, що в кілька разів перевищує номінальну потужність приводу. У міру розгону приводу (зменшується α і зростає коефіцієнт потужності) зменшується споживання реактивної потужності.

Спотворення форми напруги мережі викликано також наявністю кутів комутації γ , протягом яких відбуваються короткочасні короткі замикання на виході вентильного перетворювача, що викликають провали напруги мережі (рис. 13.3).

Діючі значення основної I_1 і вищих I_n гармонік змінного струму визначаються такими наближеними виразами:

$$I_1 = \sqrt{6} I_d / \pi ; I_n = I_1 / n ; K_{cn} = I_1 / I_m = 3 / \pi = 0,955 ,$$

де $n = km \pm 1$ – номер гармоніки ($k = 1, 2, 3, \dots$); m – кількість пульсацій випрямленої напруги перетворювача; K_{cn} – коефіцієнт спотворень

Для трифазного мостового перетворювача $m = 6$ характерний такий спектр гармонік: $n = 5, 7, 11, 13, \dots$, при цьому п'ята гармоніка складає 20% від основної.

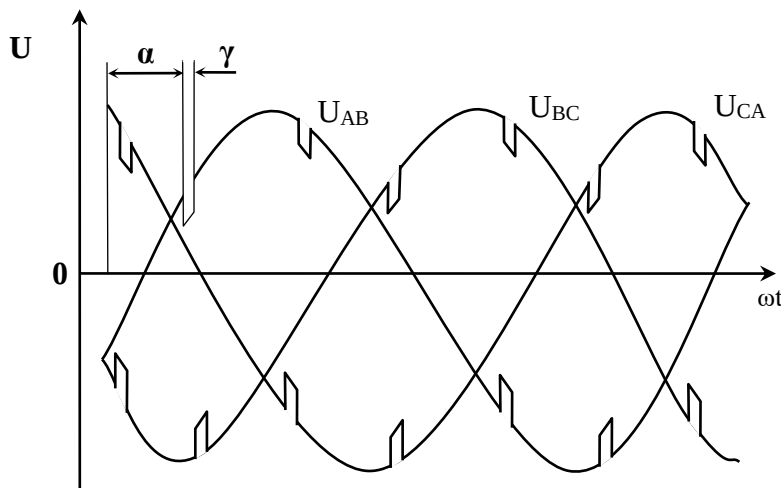


Рис. 13.3. Спотворення форми напруги мережі внаслідок комутації тиристорів у трифазній мостовій схемі випрямлення

Якщо тиристорний перетворювач порівнянний за потужністю з живильною мережею, то виникають недопустимі спотворення напруги мережі, тому застосовують різні способи підвищення коефіцієнта потужності та зменшення несинусоїдальності струму та напруги. Оскільки споживання реактивної потужності за цикл роботи вентильного електроприводу змінюється в широких

межах, то ці пристрої повинні бути регульованими, а їх потужність достатньою для компенсації максимального стрибку реактивної потужності.

Відомими способами поліпшення коефіцієнта потужності тиристорних перетворювачів є:

- застосування перетворювачів з великим числом фаз випрямлення;
- застосування почергової роботи перетворювачів;
- застосування несиметричного керування тиристорними перетворювачами;
- застосування спеціальних перетворювачів зі штучною комутацією вентилів;
- застосування активних випрямлячів.

У системах електроприводу великої потужності часто застосовується послідовне або паралельне з'єднання декількох перетворювачів. Основним елементом при цьому є трифазна мостова схема випрямляча ($m=6$), що генерує в живильну мережу вищі гармоніки порядку $(6n \pm 1)$. При послідовному з'єднанні мостів один з них живиться від трансформатора за схемою зірка – зірка, а інший за схемою зірка – трикутник. При цьому 5 і 7-а, а також 17 і 19-а гармоніки обох мостів мають однакові амплітуди, але зсунуті друг від друга на 180° . Послідовне з'єднання таких мостових перетворювачів дає в результаті 12-типульсну схему, в якій 5, 7, 17 і 19-а гармоніки взаємно компенсуються.

Загальна потужність, споживана трифазною мостовою схемою, на 5% більше потужності основної гармоніки, а у 12-типульсній схемі, що складається з двох мостових схем, загальна потужність тільки на 1% більше потужності основної гармоніки.

Зниження споживаної реактивної потужності досягається також почерговим чи несиметричним керуванням. При почерговому керуванні послідовно з'єднаними перетворювачами кожний з них забезпечує на виході зміну напруги в діапазоні $0 \dots 0,5E_{d0}$. Керування перетворювачами здійснюється таким чином, щоб при їх роботі переважали режими з граничними кутами керування, що характеризуються малим споживанням реактивної потужності.

У випрямному режимі роботи кут керування α_1 першого перетворювача дорівнює нулю, а кут керування другого перетворювача змінюється в межах $0 < \alpha_2 < 180^\circ$, визначаючи позитивну вихідну напругу. При $\alpha_2 = 0$ обидва перетворювачі цілком відкриті і вихідна напруга максимальна. При $\alpha_2 = 180^\circ$ вихідні напруги перетворювачів компенсуються і результуюча напруга на виході дорівнює нулю. Якщо $\alpha_2 = 90^\circ$, то результуюча напруга на виході $U_d = E_{d0}/2$.

У інверторному (рекуперативному) режимі роботи кут $\alpha_2 = 180^\circ$, а кут керування першого перетворювача змінюється в межах $0 < \alpha_1 < 180^\circ$. При цьому забезпечується негативна напруга на виході.

Крім того, при послідовному з'єднанні перетворювачів і фазовому зсуві вторинних напруг силових трансформаторів на 30° забезпечується одночасно більш висока частота пульсації вихідної напруги.

У схемах з несиметричним керуванням кути керування навіть в

усталеному режимі не зберігаються постійними, а змінюються за визначеним законом. При цьому значно поліпшується як коефіцієнт потужності, так і спотворення.

У перетворювачах з фазовим керуванням тиристори закриваються (комутуються) напругою мережі в момент вмикання наступного тиристора. У цьому випадку повна компенсація реактивної потужності практично неможлива. Використання примусової комутації або цілком керованих ключів дозволяє створити перетворювачі, які не споживають реактивної потужності, а при необхідності навіть віддають її в мережу. При цьому можливі різні способи керування для підвищення коефіцієнта потужності та інших енергетичних показників приводу:

- регулювання кута закриття тиристорів, коли тиристор відкривається при $\alpha = 0$, а закривається у той момент, який забезпечує необхідну випрямлену напругу;
- симетричне керування, при якому тиристори відкриваються при куті α , а закриваються при куті керування $180 - \alpha$;
- широтно-імпульсна модуляція, при якій тиристор відкривається та закривається кілька разів за кожен напівперіод живильної напруги.

13.10. Пристрої компенсації неактивних складових повної потужності

Якщо застосування розглянутих вище засобів покращення коефіцієнта потужності не дозволяє досягнути бажаних показників якості електроенергії або є неможливим для практичної реалізації, то паралельно приймачам з низьким коефіцієнтом потужності вмикаються компенсуючі пристрої.

У випадку швидких і великих змін реактивної потужності (тиристорні приводи прокатних станів та ін.) для її компенсації та обмеження спаду напруги широко застосовуються синхронні компенсатори із системою автоматичного регулювання напруги збудження з десятикратним форсуванням. Реактивна потужність, генерована синхронним компенсатором, повинна дорівнювати реактивній потужності, що споживається навантаженням. Стабілізацією рівня споживання реактивної потужності можливо обмежити або навіть виключити коливання напруги мережі.

Окрім синхронних генераторів, широке розповсюдження отримали спеціальні перетворювальні пристрої, котрі дозволяють компенсувати окремі або всі неактивні складові повної потужності. До вентильних компенсаторів неактивних складових повної потужності відносяться:

- статичні компенсатори реактивної потужності як найбільш розповсюджений вид;
- компенсатори потужності спотворення, котрі називаються активними фільтрами;
- компенсатори всіх неактивних складових повної потужності.

Як статичні компенсатори реактивної потужності використовують:

- конденсаторні батареї, що комутуються тиристорами (ККТ);
- реактори, що керуються тиристорами (РКТ).

У першому випадку (рис. 13.4) компенсатор генерує в живлячу мережу тільки ємнісний реактивний струм. Для цього за допомогою зустрічно-паралельно з'єднаних тиристорів комутують конденсаторні батареї. В усталеному режимі струм у конденсаторі випереджає напругу мережі на чверть періоду.

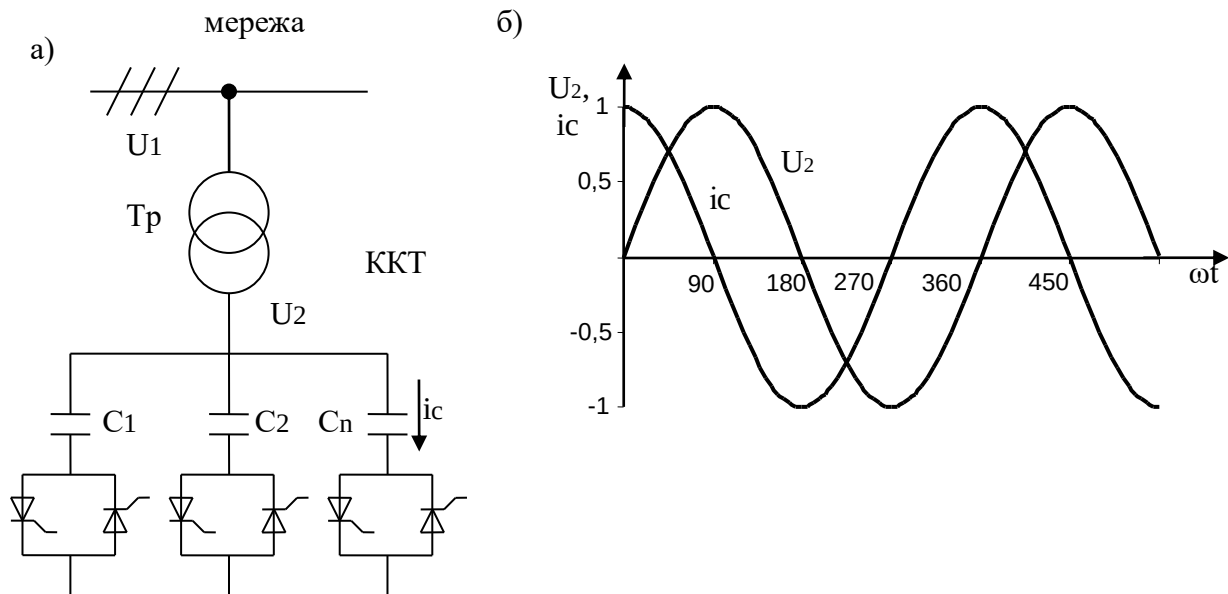


Рис. 13.4. Схема вмикання статичного конденсаторного компенсатора (а) та діаграми напруги й струму

Якщо ввімкнути тиристори в моменти переходу струму ємності (i_c) через нуль (максимуми позитивної та від'ємної півхвиль напруги), то відсутні спотворення струму ємності (рис. 13.4, б). Для усунення стрибка струму заряду ємності при першому ввімкненні можна, наприклад, тримати вимкнені ємності зарядженими до амплітудного значення вторинної обмотки трансформатора Тр. Це можливо забезпечити за допомогою випрямляча малої потужності, який Ге наведено на рис.13.4.

Перевага розглянутого компенсатора реактивної потужності – простота, а недоліки – ступінчате регулювання реактивної потужності, що генерується у мережу, а також певна затримка вмикання наступних конденсаторних батарей, котра можлива тільки у найближчий максимум напруги мережі.

Для компенсації ємнісних струмів застосовують компенсатори індуктивної реактивної потужності у вигляді реактора, струм котрих регулюється зустрічно-паралельними тиристорами (рис. 13.5).

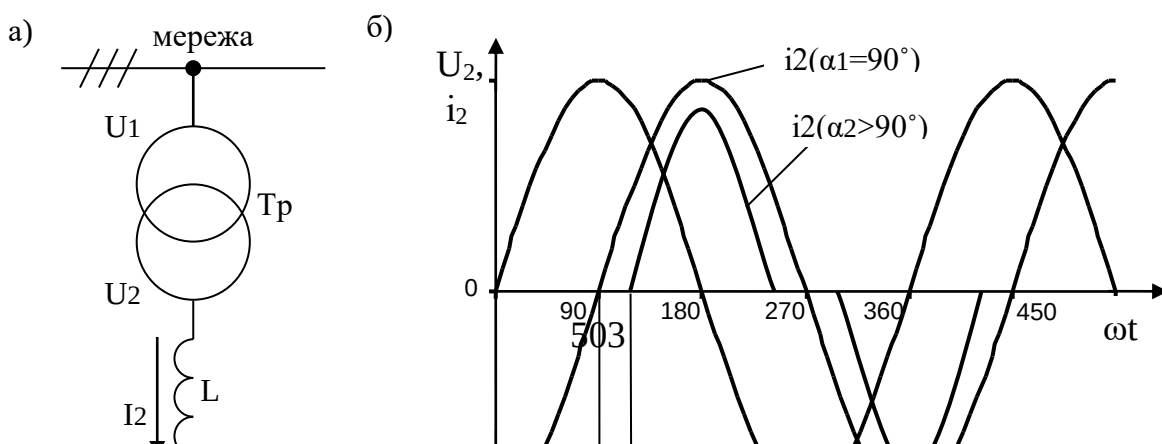


Рис. 13.5. Схема вмикання статичного реактивного компенсатора (а), діаграма напруги та струму (б) при різноманітних кутах керування α

При регулюванні кута α плавно змінюється величина першої гармоніки струму компенсатора. Але при цьому виникають гармоніки непарного порядку. Цей компенсатор дозволяє також окреме регулювання реактивних потужностей у кожній фазі і тим самим компенсування несиметрії навантаження.

Інша можливість регулювання реактивної потужності пов'язана із включенням реактора у коло постійного струму на виході керованого випрямляча, як показано на рис. 13.6. Вхідний струм такого компенсатора аналогічний вхідному струму трифазного мостового випрямляча, що працює на індуктивне навантаження (рис. 13.6, б).

Незначний активний опір у навантаженні випрямляча потребує для отримання безперервного випрямленого струму в реакторі кутів керування α близьких до 90° . При цьому випрямлена напруга, необхідна для покриття втрат, буде незначною, а фаза першої гармоніки вхідного струму перетворювача (струму i_2 вторинної обмотки трансформатора) також дорівнює 90° . Отже, випрямляч споживає реактивну потужність з мережі, величина її може регулюватися невеликою зміною кута α поблизу 90° за рахунок зміни випрямленого струму.

При необхідності компенсації як ємнісного, так і індуктивного струмів у одному пристрої використовують конденсаторно-реакторні компенсатори (КРК), наведені на рис. 13.7. Зміну величини та виду реактивної потужності

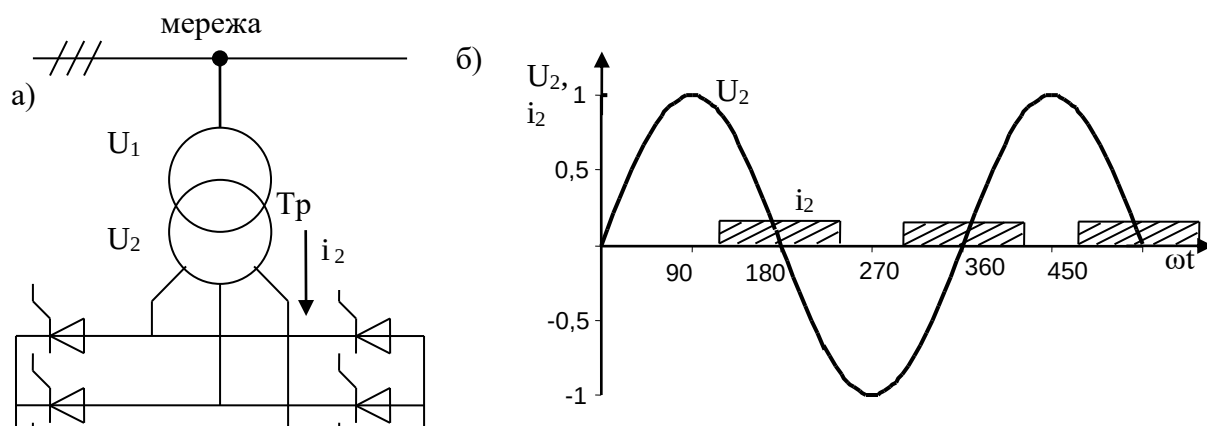


Рис. 13.6. Схема вмикання реактора в коло випрямленої напруги (а)
та діаграма напруги і струму (б)

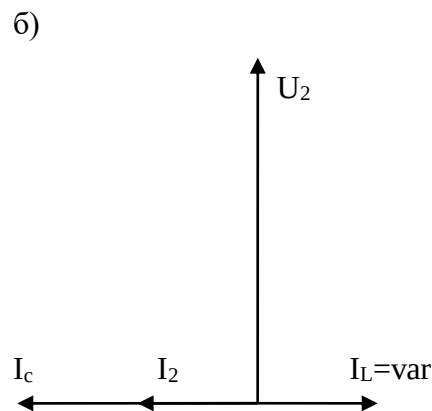
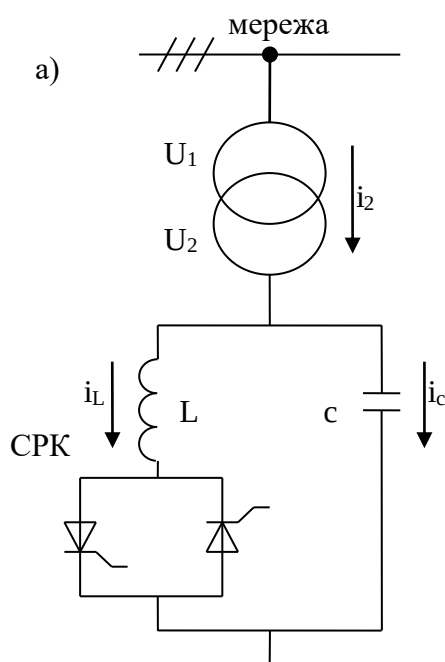


Рис. 13.7. Схема ввімкнення реакторно-конденсаторного компенсатора (а) та векторна діаграма струмів (б)

можна забезпечити за рахунок регулювання конденсаторної або реакторної частини компенсатора розглянутими вище способами. Приклад такого компенсатора, утвореного конденсатором C та паралельно ввімкненим реактором, який регулюється тиристорами, наведено на рис.13.7. Векторна діаграма для перших гармонік напруги та струму компенсатора подана на рис.13.7, б. Фаза реактивного струму компенсатора (випереджаюча або відстаюча) визначається відношенням величин нерегульованого струму ємності та регульованого струму реактора.

Усі розглянуті компенсатори регулюють реактивну потужність зміною або параметрів реактивного елементу (ємності або індуктивності), або напруги на ньому тиристорним регулятором, що вносить спотворення у форму струму.

При використанні конденсаторних батарей для компенсації реактивної потужності необхідно враховувати їх дію на форму кривої напруги живильної мережі та можливість виникнення паралельного резонансу на частоті n -ї

гармоніки в колі, що складається з ємності конденсатора, з'єднаного паралельно з індуктивністю живильної лінії. Неправильно вибрані ємності можуть стати причиною додаткового спотворення форми кривої струму мережі, що може призвести до погіршення коефіцієнта потужності, не дивлячись на зменшення кута зсуву струму першої гармоніки.

Для виключення негативної дії на мережу потужних вентильних електроприводів та інших нелінійних споживачів (електродугові сталеплавильні печі) широко використовуються також багатофункціональні фільтрокомпенсуючі пристрої (ФКП).

Послідовне з'єднання індуктивностей та ємностей ФКП (рис. 13.8) використовується не тільки для покращення коефіцієнта потужності, а й для компенсації вищих гармонік.

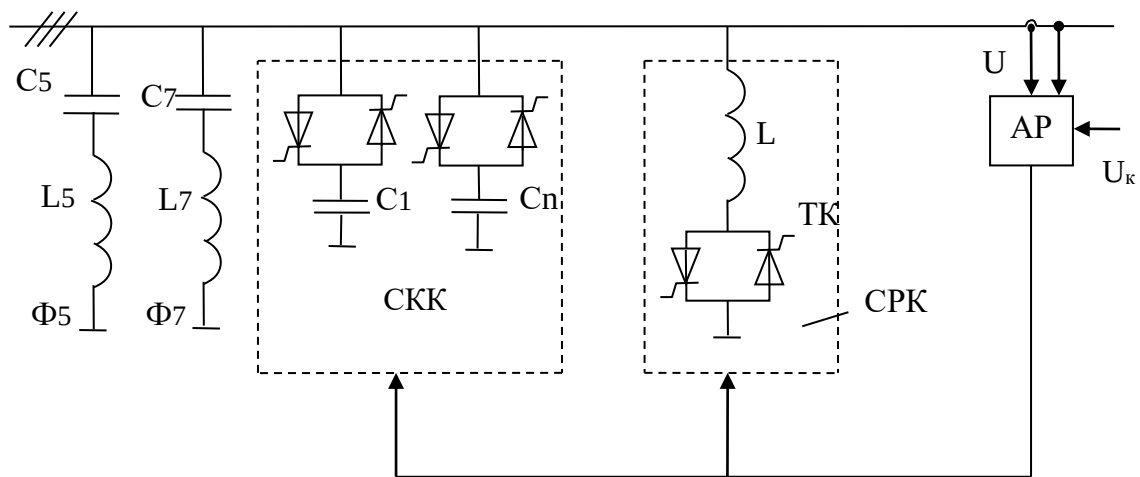


Рис. 13.8. Схема комбінованого фільтрокомпенсуючого пристрою: Φ5, Φ7 – фільтри 5 і 7-ї гармонік; СРК – статичні реактивні компенсатори; АР – регулятор; C1, Cn – регульовані конденсаторні батареї статичного конденсаторного компенсатора СКК

Для цього відношення індуктивного та ємнісного опорів обираються таким чином, щоб забезпечити виникнення послідовного резонансу на обраній частоті. Вибір параметрів ФКП для n -ї гармоніки знаходиться зі співвідношення

$$1 / CL = n^2 \omega_m^2.$$

Повний опір резонансного кола на частоті резонансу малий, завдяки чому складова струму живильної мережі з цією частотою замикається через фільтр і тим самим виключається з кривої напруги мережі.

На рис. 13.8 показані фільтри 5 та 7-ї гармонік. Звичайно використовуються також додаткові фільтри 11-ї та 13-ї гармонік.

Конденсатори фільтра обирають таким чином, щоб вони одночасно могли виконувати функції компенсаторів реактивної потужності.

До переваг конденсаторних батарей потрібно віднести: можливість їх установки в будь-якій точці кола; легкість виготовлення та можливість

подальшого зростання реактивної потужності, що генерується; невеликі втрати активної потужності при синусоїдальній формі струмів та напруг мережі.

Недоліки конденсаторних батарей: складність вмикання та вимикання секцій конденсаторів для регулювання реактивної потужності; ступінчастий характер регулювання потужності батареї; можливість виникнення ударних комутаційних струмів, які залежать від фази напруги мережі в момент вмикання конденсаторних батарей; струмові перевантаження від вищих гармонік, що генеруються нелінійним навантаженням.

Застосування тиристорних ключів (див. рис. 13.8), що автоматично вмикають необхідну кількість секцій конденсаторної батареї, забезпечує необхідну швидкодію та полегшення протікання перехідних процесів при комутаціях.

У зв'язку з необхідністю рівномірної компенсації реактивної потужності значення ємності окремих секцій повинні бути або однаковими, або мати співвідношення згідно із законом геометричної прогресії 8:4:2:1. Останній варіант є більш економічним, оскільки зменшується кількість секцій.

Надлишок реактивної потужності, що генерується конденсаторними батареями, споживається керуючим статичним реактивним компенсатором (СРК), який звичайно складається з реактора L і тиристорних ключів ТК. Дросель споживає із мережі реактивну потужність, котра може регулюватися зміною кута керування вентиля. Батарея конденсаторів вибирається з умови забезпечення компенсації максимальної реактивної потужності. Регулятор реактивного струму за допомогою СРК повинен підтримувати на постійному рівні реактивну потужність, споживану з живильної мережі, тобто $Q_{нав} + Q_L = Q_c = const$, де $Q_{нав}$, Q_L , Q_c – реактивна потужність, що споживається навантаженням, регулятором індуктивного струму та конденсаторними батареями.

Для зменшення меж зміни індуктивного струму використовують ступінчасте регулювання ємності конденсаторних батарей.

Широкому запровадженню регуляторів індуктивного струму перешкоджає те, що тиристорні регулятори є нелінійними елементами, які спотворюють форму струму мережі, що значно проявляється в режимі переривчастих струмів. Вищі гармоніки струмів індуктивного регулятора викликають перевантаження конденсаторних батарей, що працюють з ним паралельно.

У цих випадках, коли неможливо виключити виникнення гармонік більш низького порядку, ніж частота налаштування ФКП, мають місце їх значні перевантаження. При складному характері амплітудного спектру струмів та напруги мережі, коли мають місце субгармоніки та дробові гармоніки, використання ФКП є малоефективним.

У зв'язку з цим найбільш перспективними є так звані вентильні джерела реактивної потужності, основу яких складають інвертори напруги (перетворювачі частоти) на основі ШІМ з двобічною провідністю та високою частотою комутації. У режимі компенсатора IGBT інвертор необхідно ввімкнути не до навантаження (наприклад, статор асинхронного двигуна), а до мережі та

сформувати керуючі дії для компенсації неактивних складових повної потужності.

13.11. Вентильні регулятори якості електроенергії

Повністю керовані перетворювачі дозволяють замінити синхронний компенсатор статичним, на базі інверторів струму (рис. 13.9, а) або напруги (рис. 13.9, б).

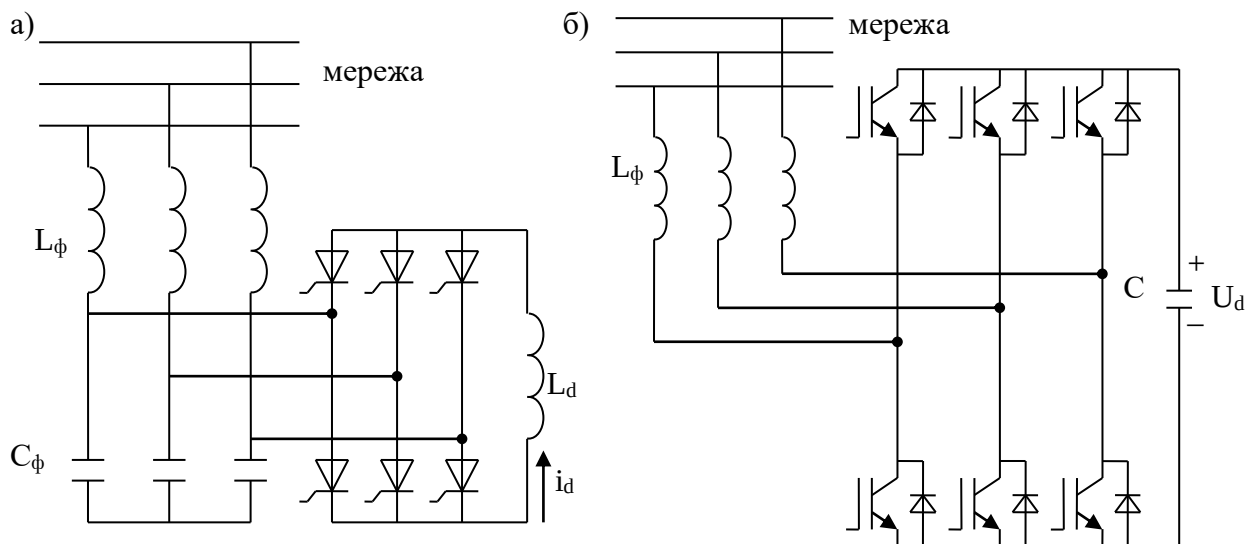


Рис. 13.9. Вентильні компенсатори реактивної потужності на базі інверторів струму (а) та напруги (б)

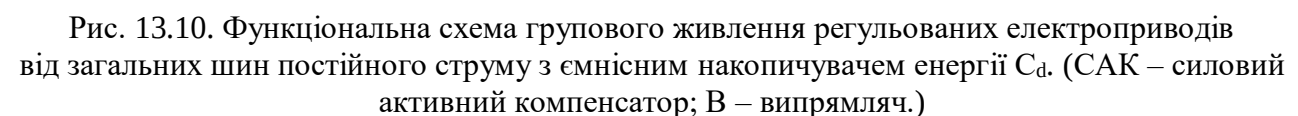
Оскільки обидва інвертори працюють із входніми струмами, які зсунуті на 90° відносно напруги, то у ланці постійного струму (напруги) не потрібне джерело живлення. Втрати потужності всередині перетворювача компенсуються за рахунок мережі шляхом зсуву фази струму на кут трохи менший, ніж 90° . Реактивна потужність компенсаторів визначається постійним струмом реактора L_d та напругою на конденсаторі U_d . Регулювання реактивної енергії, що генерується інвертором напруги, реалізується зміною величини та фази вихідної напруги інвертора. Гнучке керування потоками енергії з високою частотою дозволяє використовувати конденсаторні батареї меншої ємності.

При виконанні розглянутих схем вентильних компенсаторів реактивної потужності для трифазних мереж за однофазними схемами з незалежним керуванням їх можливо використовувати для компенсації потужності несиметрії.

13.12. Керування якістю електроенергії в електроприводах з ємнісними накопичувачами

У сучасному електроприводі змінного струму силовий перетворювач частоти у більшості випадків виконується у вигляді дволанкового перетворювача з некерованим випрямлячем на вході та АІН з ШІМ. Це дозволяє керувати частотою й амплітудою напруги в одному інверторі та

Для реалізації рекуперативного гальмування з віддачею енергії в мережу доводиться ускладнювати силову схему, замінюючи вхідний випрямляч інвертором із двосторонньою провідністю, такої ж конфігурації як і інвертор для живлення двигуна. Однак і в цьому випадку через двосторонню циркуляцію енергії між мережею та двигуном і пікових навантажень зростають втрати в кабелях, що підводять, вхідному інверторі та трансформаторі.



Застосування групового живлення від загальних шин постійного струму та ємнісного накопичувача дозволяє реалізувати обмін енергії між окремими приводами чи групою приводів, що працюють у різних режимах. Внаслідок цього потрібно значно менша ємність накопичувача для акумулювання енергії в режимах генераторного гальмування, щоб виключити циркуляцію енергії від двигуна в мережу змінного струму. Це зменшує також втрати та виключає

негативний вплив пікових навантажень на живильну мережу. Більш того, застосування на вході інвертора з двосторонньою провідністю та ємнісного фільтра C_{Φ} , що створюють силовий (паралельний) активний компенсатор (САК), дозволяє:

- гнучко керувати потоками енергії;
- зменшити втрати електроенергії у входних перетворювачах і лінії;
- вирішити проблему компенсації реактивної потужності та зменшити втрати енергії;
- мінімізувати вищі гармоніки й досягти практично синусоїдального струму мережі, виключивши при цьому їх негативний вплив на енергосистему та інші споживачі;
- короткочасно компенсувати провали напруги при коротких замиканнях, використовуючи накопичену енергію;
- уникнути відхилень та коливання напруги;
- перерозподіляти, у разі потреби, активну потужність між фазами та забезпечити симетричність навантаження.

Процес компенсації реактивної потужності та вищих гармонік струму ілюструється діаграмами напруги й струмів на прикладі однофазного випрямляча з активним навантаженням (рис. 13.11). Для цього інвертор активного фільтра повинен генерувати в мережу струм строго визначеної форми $I_i = I_1 - I_n$, де I_i , I_1 , I_n – струм інвертора АФ, першої гармоніки та навантаження.

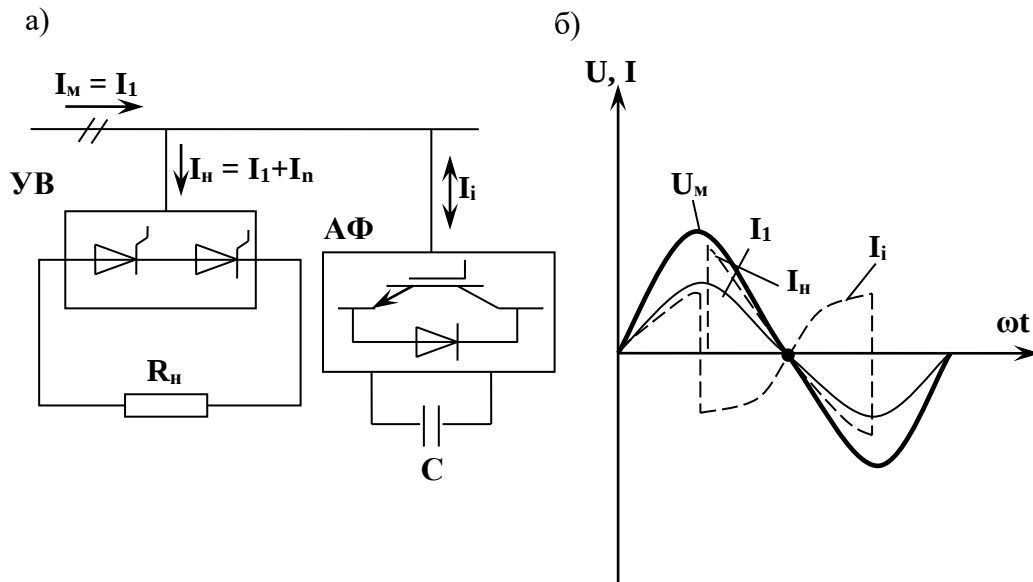


Рис. 13.11. Схема вмикання активного фільтра (а) та діаграми напруг та струмів (б): U_m , I_n , I_1 , I_i – відповідно напруга мережі, струм навантаження, його перша гармоніка та струм інвертора активного фільтра (АФ)

У схемі рис. 13.10 енергія, що запасена в ємнісному накопичувачі повторно використовується для управління якістю електроенергії за допомогою обернутого АН з ШІМ, який сумісно з системою релейно-векторного керування, утворюють так званий паралельний активний фільтр (ПАФ), або

силовий активний компенсатор (САК).

Формування управляючого параметра для оптимізації енергетичних процесів і мінімізації втрат в нелінійних і несиметричних системах з реактивним навантаженням обумовлює необхідність оперувати з миттєвою потужністю, яка однозначно характеризує енергообмінні процеси, що відбуваються в нелінійних системах. Ця задача може бути вирішена на основі методу $I_x, I_y (I_d, I_q)$ теорії миттєвої потужності з використанням узагальнених векторів струму і напруги мережі в системі координат x, y , що синхронно обертається, орієнтованої по вектору напруги мережі

Будь-які змінні трифазної системи, наприклад струм навантаження, сума миттєвих значень якого дорівнює нулю, може бути представлений в двовірному просторі узагальненим (результуючим) вектором

$$\bar{I} = \frac{2}{3} \cdot (i_A + i_B e^{j \cdot 120^\circ} + i_C e^{j \cdot 240^\circ}), \quad (13.62)$$

де $2/3$ – коефіцієнт, знайдений з умови інваріантності потужності трифазної і двофазної систем; i_A, i_B, i_C – миттєві значення струмів; $\bar{\alpha} = e^{j \cdot 120^\circ}$; $\bar{\alpha}^2 = e^{j \cdot 240^\circ}$ – одиничні вектори, що зсувають фазу в позитивному напрямі на 120° і 240° .

Результуючий вектор струму, створений струмами трьох фаз, можна розкласти в нерухомій ортогональній системі координат α, β на дійсну I_α і уявну I_β складові:

$$\bar{I} = I_\alpha + j \cdot I_\beta, \quad (13.63)$$

де

$$I_\alpha = \operatorname{Re}(\bar{I}); I_\beta = \operatorname{Im}(\bar{I}) = \operatorname{Re}(-j \cdot \bar{I}). \quad (13.64)$$

Зазвичай координатна вісь α поєднується з віссю фази А і розташовується вертикально або горизонтально. Позитивний напрям уявної осі випереджає вісь α на 90° . Осі фаз В і С повернені щодо фази А на 120° відповідно в позитивному і негативному напрямках. При цьому проєкції результуючого вектора на ці осі дають миттєві значення фазних струмів.

Аналітичну залежність складових I_α і I_β від миттєвих значень фазних струмів трифазної системи можна встановити, підставивши в (13.64) значення узагальненого вектора з (13.62):

$$I_\alpha = \operatorname{Re}(\bar{I}) = \operatorname{Re}\left[\frac{2}{3} \cdot (i_A + \bar{\alpha} \cdot i_B + \bar{\alpha}^2 \cdot i_C)\right] = \frac{2}{3} \cdot \left(i_A - \frac{i_B + i_C}{2}\right); \quad (13.65)$$

$$I_\beta = \operatorname{Im}(\bar{I}) = \operatorname{Im}\left[\frac{2}{3} \cdot (i_A + \bar{\alpha} \cdot i_B + \bar{\alpha}^2 \cdot i_C)\right] = \frac{i_B - i_C}{\sqrt{3}}. \quad (13.66)$$

Миттєві значення фазних струмів у функції складових I_α і I_β визначаються зважаючи на (13.65) і (13.66) за допомогою виразів:

$$i_A = I_\alpha; i_B = -\frac{I_\alpha}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} I_\beta; i_C = -\frac{I_\alpha}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} I_\beta. \quad (13.67)$$

У трифазних симетричних системах за відсутності нульових складових струмів миттєве значення потужності визначається як скалярний добуток узагальненого (результуючого) вектора напруги мережі $\bar{U}$ і сполученого вектора струму $\bar{I}^*$

$$p = \frac{3}{2} [\bar{U} \bar{I}^*]. \quad (13.68)$$

Підставляючи в (13.68) замість $\bar{U}$ и $\bar{I}^*$ їх залежності:

$$\begin{aligned} \bar{U} &= \frac{2}{3} [u_A + \bar{\alpha} u_B + \bar{\alpha}^2 u_C]; \\ \bar{I}^* &= \frac{2}{3} [i_A + \bar{\alpha}^2 i_B + \bar{\alpha} i_C], \end{aligned} \quad (13.69)$$

одержимо вираз миттєвої потужності у вигляді

$$p = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \left[\frac{2}{3} (u_A + \bar{\alpha} u_B + \bar{\alpha}^2 u_C) \frac{2}{3} (i_A + \bar{\alpha}^2 i_B + \bar{\alpha} i_C) \right] = u_A i_A + u_B i_B + u_C i_C, \quad (13.70)$$

звідки витікає, що за допомогою узагальнених векторів можна контролювати миттєве значення потужності для будь-яких у функції часу перехідних процесів струмів і напруг за однією лише умовою – відсутність нульової складової струму.

Якщо в нерухомій системі координат α, β позначити кути між віссю α і узагальненими векторами напруги і струму відповідно φ_u та φ_i , то вирази для векторів напруги і сполученого струму можна представити у вигляді:

$$\begin{aligned} \bar{U} &= U_\alpha + j U_\beta = U_m \cos \varphi_u + j U_m \sin \varphi_u; \\ \bar{I}^* &= I_\alpha - j I_\beta = I_m \cos \varphi_i - j I_m \sin \varphi_i, \end{aligned} \quad (13.71)$$

де U_m, I_m - модулі відповідних векторів, які дорівнюють амплітудним значенням фазних напруг і струмів.

З урахуванням (13.71) вираз для миттєвої потужності (13.68) має вигляд:

$$p_{\alpha,\beta} = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \left[\bar{U}_{\alpha,\beta} \bar{I}_{\alpha,\beta}^* \right] = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \left[(U_m \cos \varphi_u + j U_m \sin \varphi_u) (I_m \cos \varphi_i - j I_m \sin \varphi_i) \right]. \quad (13.72)$$

У приведеному виразі дійсна складова відповідає середньому значенню миттєвої потужності, тобто активної

$$P = \frac{3}{2} U_m I_m (\cos \varphi_u \cos \varphi_i + \sin \varphi_u \sin \varphi_i) = \frac{3}{2} U_m I_m \cos(\varphi_u - \varphi_i) = 3UI \cos \varphi \quad (13.73)$$

а уявна складова

$$\frac{3}{2} U_m I_m (\sin \varphi_u \cos \varphi_i - \cos \varphi_u \sin \varphi_i) = 3UI \sin \varphi = Q \quad (13.74)$$

характеризує реактивну потужність.

Наведені вирази (13.73) і (13.74) можна записати як

$$\begin{aligned} P &= \frac{3}{2} (U_\alpha I_\alpha + U_\beta I_\beta); \\ Q &= \frac{3}{2} (U_\beta I_\alpha - U_\alpha I_\beta), \end{aligned} \quad (13.75)$$

або в матричній формі

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} U_\alpha & U_\beta \\ U_\beta & -U_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix}, \quad (13.76)$$

що відповідає методу I_α, I_β теорії миттєвої потужності.

У трифазній симетричній системі синусоїдальних величин узагальнені вектора в площині комплексного змінного представляються вектором, який рівномірно обертається з кутовою частотою напруги. При цьому ортогональні складові I_α і I_β у (13.75) і (13.76) є гармонійними функціями, що ускладнює їх використання для побудови і синтезу САР якості електроенергії на основі ПАФ. Додаткові переваги, з погляду простоти формування управляючих дій, пропорційних неактивним складовим повної потужності, дає перехід від нерухомої системи координат α, β до x, y , що синхронно обертається, орієнтованої по вектору напруги мережі. В цій системі координат трифазна синусоїдальна система напруг представляється вже нерухомим вектором з однією лише постійною проекцією на вісь x , що спрощує реалізацію і синтез регуляторів, які працюють на постійному, а не змінному струмі.

У нерухомій системі координат α, β вектор струму (напруги) може бути представлений в алгебраїчній і показовій формі

$$\bar{I}_{\alpha,\beta} = I_{\alpha} + jI_{\beta} = I_m e^{j\varphi_i} \quad (13.77)$$

Той же самий вектор в системі координат x, y , що обертаються, може бути представлений у вигляді:

$$\bar{I}_{x,y} = I_x + jI_y = I_m e^{-j\varphi} = I_m e^{j\varphi_i} e^{-j\varphi_u} = \bar{I}_{\alpha,\beta} e^{-j\varphi_u}, \quad (13.78)$$

або

$$\begin{aligned} I_x &= I_{\alpha} \cos \varphi_u + I_{\beta} \sin \varphi_u; \\ I_y &= I_{\beta} \cos \varphi_u - I_{\alpha} \sin \varphi_u, \end{aligned}$$

де φ_u – кут між координатними осями; $\bar{I}_{x,y}, \bar{I}_{\alpha,\beta}$ – узагальнений вектор струму в системі координат, що обертається, і нерухомій; φ – фазовий зсув між векторами $\bar{U}$ та $\bar{I}$.

Аналогічним чином можна одержати вирази для зворотного переходу

$$\bar{I}_{\alpha,\beta} = \bar{I}_{x,y} e^{j\varphi_u}, \quad (13.79)$$

або

$$\begin{aligned} I_{\alpha} &= I_x \cos \varphi_u - I_y \sin \varphi_u; \\ I_{\beta} &= I_x \sin \varphi_u + I_y \cos \varphi_u, \end{aligned}$$

а також сполученого вектора струму

$$\begin{aligned} \bar{I}_{x,y}^* &= \bar{I}_{\alpha,\beta} e^{j\varphi_u}; \\ \bar{I}_{\alpha,\beta}^* &= \bar{I}_{x,y} e^{-j\varphi_u}, \end{aligned} \quad (13.80)$$

де $\bar{I}_{x,y}^*, \bar{I}_{\alpha,\beta}^*$ – сполучені вектори струму у відповідній системі координат.

Положення результуючого вектора напруги мережі у просторі визначається співвідношеннями:

$$\cos \alpha = \frac{U_{\alpha}}{U}; \quad \sin \alpha = \frac{U_{\beta}}{U}, \quad (13.81)$$

де $U = \sqrt{U_{\alpha}^2 + U_{\beta}^2}$, U_{α}, U_{β} – модуль результуючого вектора і його ортогональні складові в нерухомій системі координат.

У системі координат x, y , що обертається, орієнтованої по вектору напруги мережі, вираз (13.72) для миттєвої потужності з урахуванням (13.79) і (13.80) приймає вигляд:

$$p_{x,y} = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \left[\bar{U}_{\alpha,\beta} \bar{I}_{\alpha,\beta}^* \right] = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \left[\bar{U}_{x,y} e^{j\varphi_u} \bar{I}_{x,y}^* e^{-j\varphi_u} \right] = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \left[\bar{U}_{x,y} \bar{I}_{x,y}^* \right]. \quad (13.82)$$

Результуючі вектори в системі координат, орієнтованій по вектору напруги, що обертається, можна представити у вигляді:

$$\begin{aligned}\bar{U}_{x,y} &= U_x = U_m; \\ \bar{I}_{x,y} &= I_x + jI_y = I_m \cos \varphi + jI_m \sin \varphi; \\ \bar{I}_{x,y}^* &= I_x - jI_y = I_m \cos \varphi - jI_m \sin \varphi,\end{aligned}\quad (13.83)$$

де φ – фазовий зсув між напругою і струмом.

З урахуванням (13.83) вираз для миттєвої потужності (13.82) перетвориться до вигляду:

$$p_{x,y} = \frac{3}{2} \operatorname{Re} [U_x (I_x - jI_y)] = \frac{3}{2} \operatorname{Re} [U_m (I_m \cos \varphi - jI_m \sin \varphi)], \quad (13.84)$$

дійсна складова якого відповідає активній потужності, а уявна – реактивній:

$$\begin{aligned}P &= \frac{3}{2} U_m I_m \cos \varphi = 3UI \cos \varphi = 3UI_x; \\ Q &= \frac{3}{2} U_m I_m \sin \varphi = 3UI \sin \varphi = 3UI_y,\end{aligned}\quad (13.85)$$

що відповідає методу $I_x, I_y (I_d, I_q)$ - теорії миттєвої потужності.

Отримані вирази дають такий же результат, що і (13.75) для нерухомої системи координат, оскільки перехід від однієї системи до іншої не викликає зміну кута зсуву між векторами напруги і струму. Проте при цьому значно спрощується процедура виділення і безперервного контролю миттєвих значень неактивних складових повної потужності. В лінійних симетричних системах обидві складові I_x і I_y не містять змінних складових і, як випливає з (13.85), пропорційні відповідно активній і реактивній потужності. В нелінійних симетричних системах за наявності гармонік струму в обох складових з'являються змінні компоненти, пропорційні потужності спотворення. При цьому сума змінних складових $I_{x\sim} + I_{y\sim}$ пропорційна потужності спотворення, обумовленої несинусоїдальністю кривих струму і напруги. З урахуванням цього можна сформулювати узагальнений параметр мінімізації неактивних складових повної потужності в нелінійних симетричних системах у вигляді:

$$I = I_y + I_{x\sim}, \quad (13.86)$$

який відповідає струмам, що підлягають компенсації, і може бути використаний в САР якості електроенергії за допомогою САК як керуючий вплив.

За відсутності нульової складової струму миттєве значення потужності несиметричної системи визначається як скалярний добуток узагальненого вектора напруги $\bar{U} = \dot{U}_1 + \dot{U}_2^*$ на сполучений вектор струму мережі $I = \dot{I}_1^* + \dot{I}_2$.

$$p = \frac{3}{2} \operatorname{Re} [\bar{U} \cdot \bar{I}^*] = \frac{3}{2} \operatorname{Re} [(\dot{U}_1 + \dot{U}_2^*) \cdot (\dot{I}_1^* + \dot{I}_2)] = \frac{3}{2} \operatorname{Re} [\dot{U}_1 \cdot \dot{I}_1^* + \dot{U}_1 \cdot \dot{I}_2 + \dot{U}_2^* \cdot \dot{I}_1^* + \dot{U}_2^* \cdot \dot{I}_2], \quad (13.87)$$

Оскільки

$$\operatorname{Re}[\dot{U}_2^* I_2] = \operatorname{Re}[\dot{U}_2 I_2^*]; \quad \operatorname{Re}[\dot{U}_2^* I_1] = \operatorname{Re}[\dot{U}_2 I_1^*],$$

то

$$p = \frac{3}{2} \operatorname{Re}[\dot{U}_1 \cdot \dot{I}_1^* + \dot{U}_2 \cdot \dot{I}_2^* + \dot{U}_2 \cdot \dot{I}_1 + \dot{U}_1 \cdot \dot{I}_2], \quad (13.88)$$

У приведеному виразі складові

$$\frac{3}{2} \operatorname{Re}[\dot{U}_1 \dot{I}_1^*] = P_1, \quad \frac{3}{2} \operatorname{Re}[\dot{U}_2 \dot{I}_2^*] = P_2 \quad (13.89)$$

відповідають середній потужності прямої і зворотної послідовностей, а складова

$$\frac{3}{2} \operatorname{Re}[\dot{U}_1 \dot{I}_2 + \dot{U}_2 \dot{I}_1] \quad (13.90)$$

є змінною потужністю, пульсуючою з подвійною частотою біля нульового середнього значення. Амплітуду цієї нульової складової називають потужністю несиметрії. Таким чином, в трифазних системах з ізольованою нейтраллю, де відсутні струми нульової послідовності, симетрування навантаження адекватно компенсації пульсуючої з подвійною частотою потужності.

Перетворювачі фаз (ПФ) і координат (ПК) (див. рис. 13.10), побудовані на підставі наведених співвідношень, реалізують перехід від трифазної системи до двофазного, а потім до обертової системи координат x, y , орієнтованої по векторі напруги мережі. Залежно від компонент ортогональних складових I_x і I_y , що надходять на вхід ПК1 (реалізує перехід від обертової системи координат до нерухомої), установлюється режим компенсації: компенсація всіх неактивних складових повної потужності (реактивна потужність зсуву, потужність спотворення й несиметрії); окремих складових або їхня комбінація.

На виході перетворювача фаз ПФ2, що реалізує перехід від двофазної системи до трифазної, формується завдання на трифазні струми $I_{3\kappa}$, що підлягають компенсації, які вступають на входи релейних регуляторів струму (РРС), охоплених від'ємним зворотним зв'язком за струмом.

При подачі на вхід ПК1 тільки постійної складової I_y реалізується компенсація тільки реактивної потужності зсуву перших гармонік напруги та струму. Результати комп'ютерного моделювання цього режиму наведені на рис. 13.12.

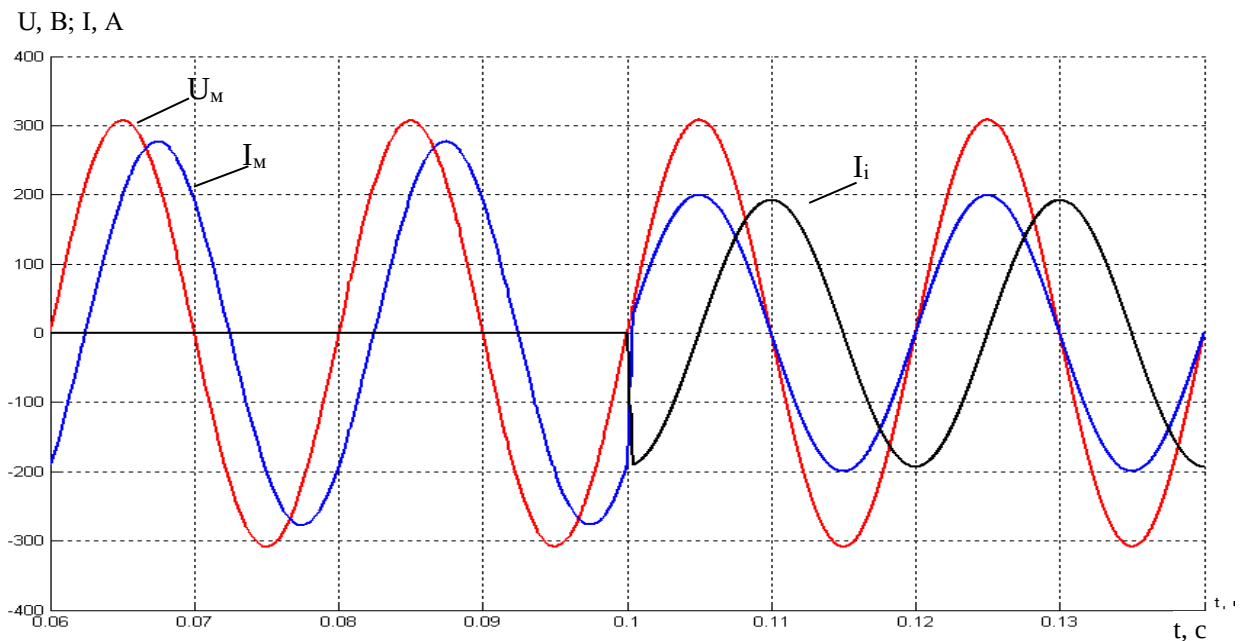


Рис. 13.12. Компенсація реактивної потужності за допомогою САФ

Режим компенсації потужності спотворення (фільтрації вищих гармонік струму) реалізується при подачі на вхід ПК1 тільки змінних складових I_x і I_y без компонент подвійної частоти (рис. 13.13). Якщо до зазначених складових додати постійну складову I_y – має місце режим компенсації реактивної потужності й потужності спотворення (рис. 13.14).

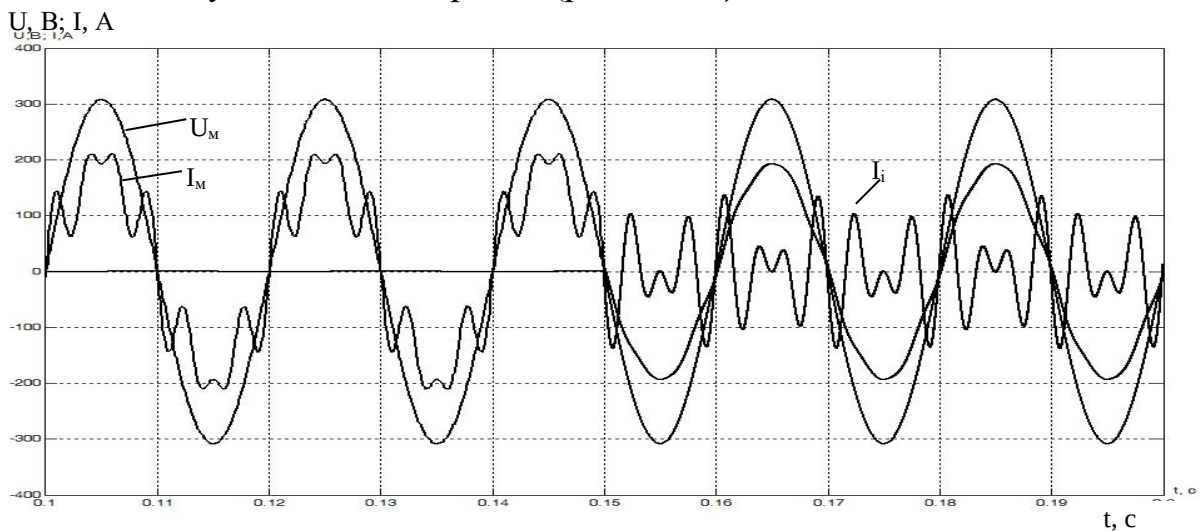


Рис. 13.13. Режим компенсації потужності спотворення (фільтрації вищих гармонік струму)

На рис. 13.15 наведені графіки струму мережі в режимі симетрування навантаження. У цьому випадку на вхід ПК1 подаються лише змінні складові подвійної частоти, компенсація яких адекватна симетруванню режиму мережі.

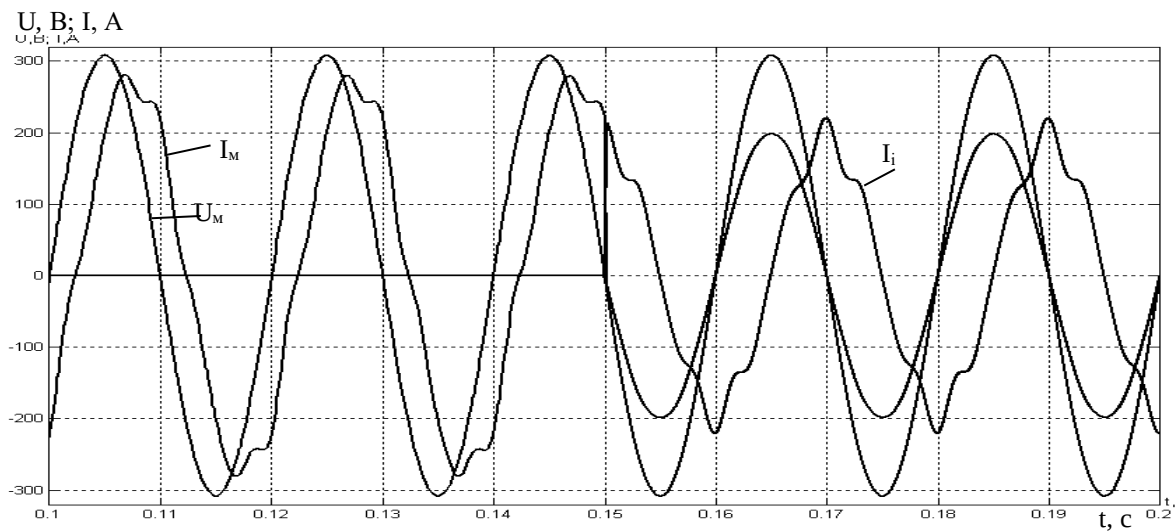


Рис. 13.14. Режим компенсації реактивної потужності й потужності спотворення

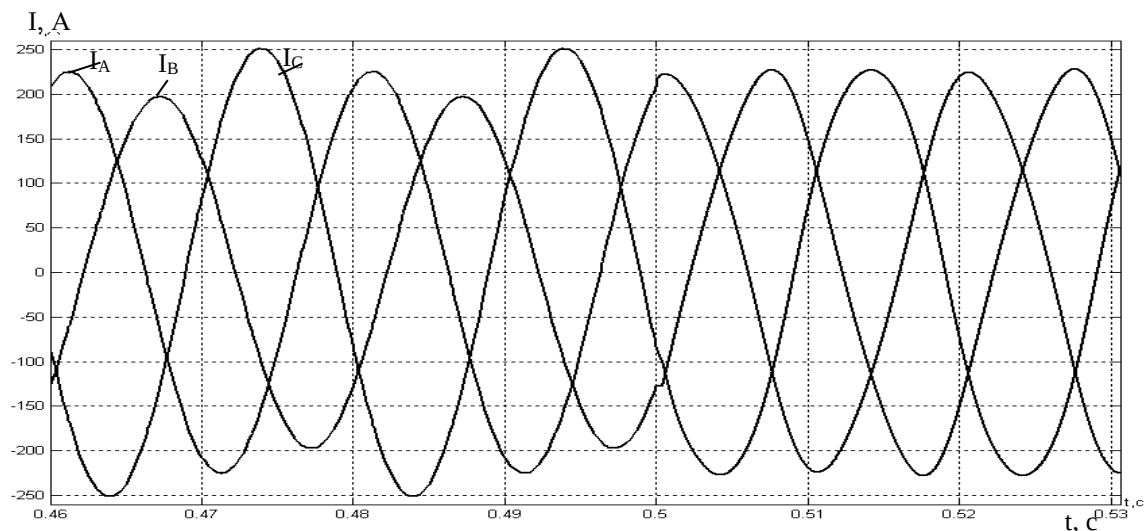


Рис. 13.15. Режим симетрування навантаження

З наведених графіків випливає, що САК практично без запізнювання й з високою точністю при практично синусоїдальному струмі мережі компенсує неактивні складові повної потужності. Це обумовлено тим, що в якості завдань релейних регуляторів струму використовуються безпосередньо струми, що підлягають компенсації, виділені без запізнювання за миттєвим значенням потужності. Цим досягається гранично можлива швидкодія системи автоматичного регулювання якості електроенергії при заданих енергетичних обмеженнях.

Варто додати, що в схемі рис. 13.10, на відміну від схем з активними випрямлячами, можливе підключення САК не тільки на вході системи, а наприклад, до вузла з максимальним реактивним навантаженням і тим самим додатково скоротити втрати в лінії.

13.13. ЕНЕРГО-І РЕСУРСОЗБЕРЕЖЕННЯ В ЕЛЕКТРОПРИВОДАХ ВІДЦЕНТРОВИХ МЕХАНІЗМІВ

Зазначений тип механізмів споживає не менш 20-25% всієї вироблюваної електроенергії. Тому особливо ефективним напрямком енергозбереження є застосування для зазначених механізмів частотно-регульованого електропривода.

Дотепер у переважній більшості випадків електроприводи цих механізмів є нерегульованими, що не дозволяє забезпечити режим раціонального енергоспоживання й витрати води, пари, повітря й т.д. при зміні технологічних споживань у широких межах.

Характерним прикладом таких споживачів є насосні станції холодного й гарячого водопостачання. Обрані, виходячи з максимальної продуктивності, ці механізми значну частину часу працюють із меншою продуктивністю, що обумовлено зміною витрати рідини протягом доби (різні періоди часу). Є дані про те, що середньодобове завантаження насосів холодного водопостачання становить усього 50-55%. Існуючі системи водопостачання з нерегульованим електроприводом не забезпечують помітного зниження споживаної потужності при зменшенні витрати, а також, викликають (спричиняються) помітний ріст тиску (напору) при дросельному регулюванні витрати. Це приводить до витоків води й несприятливо позначається на роботі технологічного встаткування.

Відомо, що потужність, споживана насосом визначається по формулі:

$$P = \frac{Q \cdot H \cdot \rho \cdot g}{\eta}, \quad (13.91)$$

де Q - продуктивність (витрата) насоса, м³/с; H - напір, м; ρ - щільність рідини, що перекачується, кг/м³; η - КПД насоса.

Характеристика відцентрового насоса й водогінної мережі представлена на рис.13.16. Цей рисунок ілюструє можливість зниження потужності, споживаної двигуном, при регулюванні швидкості в порівнянні з нерегульованим приводом, коли витрата рідини регулюється дросельною заслінкою.

При номінальній витраті й напорі насос працює в точці А рис.13.16, який відповідає характеристика 3 магістралі й характеристика насоса Q - H (крива 1) при номінальній швидкості двигуна.

При зменшенні витрати з нерегульованим електроприводом ($Q = 0,6 \cdot Q_H$, рис.13.16) за рахунок дросельного регулювання відбувається збільшення опору магістралі (крива 4) і насос працює в точці В кривій 1 (рис.13.16), що відповідає характеристиці насоса Q - H при номінальній швидкості. Згідно з рис.13.16 потужність, споживана насосом, пропорційна площі прямокутника ОДВF, а

насоса

$$\eta = \frac{H'_2}{H'_{2+\Delta H}}.$$

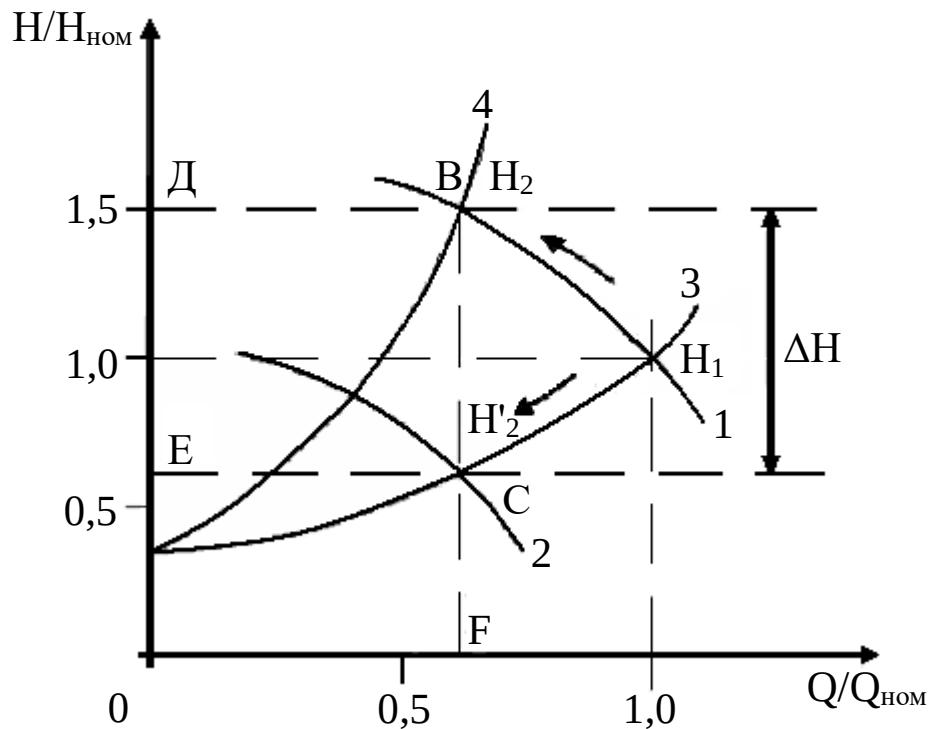


Рис.13.16. Характеристики Q-H насоса (1,2) і магістралі (3,4)

При використанні регульованого електропривода насос за рахунок зниження швидкості буде працює при зменшенні витрати в крапці 3, що відповідає іншій характеристиці Q-H насоса (крива 2) при незмінній характеристиці магістралі (крива 3). Потужність споживана двигуном, у цьому випадку, пропорційна площі прямокутника ОЕСF, значно меншої площі ОДВF. Це наочно ілюструє можливість істотного зниження енергоспоживання при використанні регульованих електроприводів насосів (економії електроенергії до 50% і води до 25%)

При широкому впровадженні частотно-частотно-регульованих електроприводів насосів можна заощадити 7-10% електроенергії, що виробляється.

Кількісна оцінка енергетичної ефективності насоса може бути визначена на підставі законів подоби:

$$\frac{Q}{\omega} = const \quad \text{або} \quad \frac{Q_1}{Q_H} = \frac{\omega_1}{\omega_H}; \quad (13.17)$$

$$\frac{H}{\omega^2} = const \quad \text{або} \quad \frac{H_1}{H_H} = \left(\frac{\omega_1}{\omega_H} \right)^2; \quad (13.18)$$

$$\frac{P}{\omega^3} = \text{const} \quad \text{або} \quad \frac{P_1}{P_H} = \left(\frac{\omega_1}{\omega_H} \right)^3. \quad (13.19)$$

Використовуючи вирази (13.17) і (13.18) можна побудувати характеристику Q-Н відцентрового насоса для різних швидкостей обертання на основі заданій характеристиці при $\omega = \omega_H$.

При оцінці економічності електропривода в першу чергу необхідно оцінити втрати потужності, які виникають при регулюванні продуктивності механізму.

Для механізмів з відцентровим принципом дії це можна зробити в такий спосіб. Відповідно до (13.19) потужність на валу двигуна, необхідна для роботи механізму з вентиляторною характеристикою

$$P_2 = P_{2H} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_H} \right)^3, \quad (13.20)$$

де P_{2H} - потужність на валу при номінальній швидкості ω_H .

Електромагнітна потужність

$$P_{\Sigma} = \frac{P_2}{1-s} = P_2 \cdot \frac{\omega_0}{\omega} \quad (13.21)$$

або

$$P_{\Sigma} = P_{2H} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_H} \right)^3 \cdot \left(\frac{\omega_0}{\omega} \right) = P_{2H} \cdot \frac{\omega_0}{\omega_H} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_H} \right)^2. \quad (13.22)$$

Витрати в роторному колі при регулюванні швидкості без обліку втрат у сталі й механічних втрат визначається за формулою

$$\Delta P = P_{\Sigma} - P_2 = P_{2H} \cdot \frac{\omega_0}{\omega_H} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_H} \right)^2 - P_{2H} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_H} \right)^3. \quad (13.23)$$

На підставі отриманого рівняння можна визначити максимальну величину втрат у роторному колі при регулюванні швидкості. Прирівнюємо першу похідну правої частини до нуля

$$\frac{d(\Delta P)}{d\omega} = P_{2H} \cdot \frac{\omega_0}{\omega_H^3} \cdot 2 \cdot \omega - P_{2H} \cdot \frac{3 \cdot \omega^2}{\omega_H^3} = 0$$

і знаходимо

$$\frac{P_{2H} \cdot \omega}{\omega_H^3} \cdot (2 \cdot \omega_0 - 3 \cdot \omega) = 0, \text{ звідки } \omega = \frac{2}{3} \cdot \omega_0$$

Підставляючи отримане значення швидкості ω в (13.23) знаходимо:

$$\Delta P_{\max} = P_{2H} \cdot \frac{1}{\omega_H^3} \cdot \frac{4}{9} \cdot \omega_0^3 - P_{2H} \cdot \frac{8}{27} \cdot \left(\frac{\omega_0}{\omega_H} \right)^3 = \frac{4}{27} \cdot P_{2H} \cdot \left(\frac{\omega_0}{\omega_H} \right)^3.$$

Таким чином, для механізмів з вентиляторним навантаженням максимум втрат енергії в роторному колі при регулюванні швидкості становить приблизно 15-17% номінальної потужності на валу й має місце при швидкості $\omega = 0,67 \cdot \omega_0$.

Приклад 13.4

Електропривод насоса ЯНЗ ($Q = 12 \cdot \frac{м^3}{час}$) здійснюється від АД з К.З.

ротором ($P_n = 4,5, кВт$; $\omega_n = 147, рад / с$; $Mc \approx \omega^2$). При $\omega = \omega_n$ й $Q = 12 м^3 / час$ потужність дорівнює $P_n = 4,5, кВт$. Необхідно знайти P_{Σ} , P_2 , ΔP у функції швидкості.

На підставі (13.20) і (13.22) знаходиться P_2 , P_{Σ} , а потім $\Delta P = P_{\Sigma} - P_2$.
Результати розрахунків наведені в табл.13.1.

Таблиця 13.1

$\omega, \frac{рад}{с}$	$P_{\Sigma}, кВт$	$P_2, кВт$	$\Delta P, кВт$
0	0	0	0
21	0,098	0,0131	0,085
42	0,393	0,105	0,288
63	0,886	0,354	0,532
84	1,575	0,84	0,735
105	2,46	1,64	0,82
126	3,54	2,83	0,71
147	4,82	4,5	0,32
157 = ω_0	5,53	5,53	0

Вентилятори займають серед турбомеханізмів друге місце після насосів по поширенню в промисловості.

На рис.3.17 наведена типова характеристика відцентрового вентилятора – залежність вихідного тиску (напору) H від витрати повітря Q . Ці характеристики відповідають постійній частоті обертання вентилятора. Тут же показана характеристика системи вентиляції (крива 2). Ця характеристика показує, який тиск (напір) повинен забезпечити вентилятор, щоб одержати необхідний потік повітря й подолати всі втрати в системі. Точка перетинання двох кривих А (рис.3.17) є робочою точкою системи.

Звичайно в нерегульованому приводі продуктивність вентилятора змінюють установкою шиберу на виході системи вентиляції, якій збільшує опір потоку повітря й тим самим впливає на характеристику системи. На рис. 13.17 наведено кілька характеристик системи вентиляції при різних положеннях шиберу.

Для кривій 2, потужність, що споживає двигун, пропорційна площі прямокутника $ОБАЕ$, а для кривій 3 – площі $ОВ_1ВF$. Згідно наведеного рисунка

видно, що при зміні продуктивності вентилятора споживана електроенергія практично не змінюється.

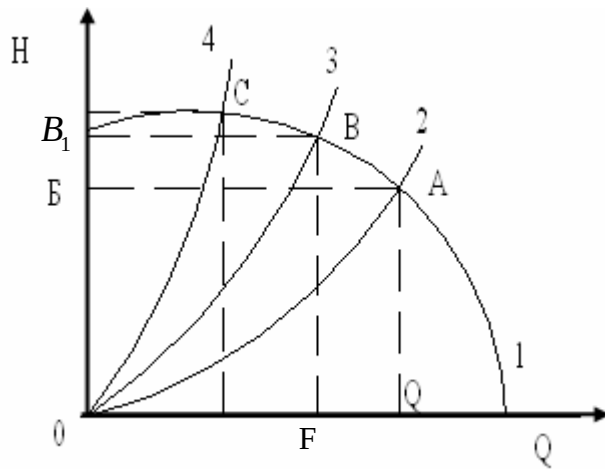


Рис. 13.17. Характеристики вентилятора (1) и системи вентиляції, регулюваної заслонками (2-4)

Зміна частоти обертання вентилятора викликає зміну його характеристики, як показано на рис. 13.18 (криві 2 і 3 відповідають зменшеній частоті обертання). Порівняння характеристик показує, що зниження швидкості

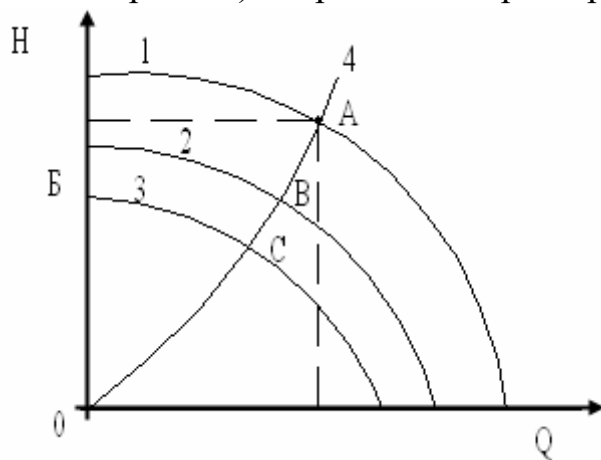


Рис. 13.18. Характеристики вентилятора (1-3) при різній швидкості и системи вентиляції (4)

вентилятора приводить до переміщення робочої точки уздовж характеристики системи вентиляції й, як наслідок, до значного зниження потужності, споживаної двигуном, пропорційної площі прямокутників, одна з вершин яких є робочою точкою (А, В, С) рис.13.18.

Кількісну оцінку споживання електроенергії можна одержати на підставі законів подоби:

$$\frac{Q_1}{Q_H} = \frac{\omega_1}{\omega_H}; \quad \frac{H_1}{H_H} = \left(\frac{\omega_1}{\omega_H} \right)^2; \quad \frac{P_1}{P_H} = \left(\frac{\omega_1}{\omega_H} \right)^3.$$

У загальному випадку $P = P_H \cdot \frac{Q \cdot \omega^2}{Q_H \cdot \omega_H^2}$,

де ω - кутова швидкість вентилятора; P - потужність, споживана двигуном.

На закінчення необхідно відзначити, що мінімально необхідний тиск у системі значно зменшує невикористані втрати в системах водопостачання й вентиляції, а також зменшує аварійність цих систем.

Невисокі вимоги до електропривода турбомеханізмів дозволяють використовувати прості й недорогі перетворювачі частоти (прості при проектуванні, налагодженні й експлуатації). Висока економічність регулювання й відносно низька вартість устаткування забезпечують швидку (6-12 місяців) окупність частотно-регульованих асинхронних електроприводів.

Таким чином, використання частотно-регульованого асинхронного електропривода в насосних і вентиляторних установках дає наступні переваги:

- економія електроенергії до 50%;
- економія води й повітря до 25% за рахунок зниження непродуктивних втрат;
- зниження аварійності гідравлічної або пневматичної мережі, завдяки підтримці мінімально необхідного тиску;
- зниження аварійності мережі й самого агрегату за рахунок плавного пуску;
- збільшення надійності й зниження аварійності електроустаткування, тому що усуваються пускові (ударні) стрибки струмів ;
- зниження рівня шуму;
- зручність автоматизації й простота реалізації.

13.14. Шляхи енергозбереження засобами електроприводу

Перший шлях належить до найбільш розповсюдженого нерегульованого приводу з короткозамкненими АД та полягає в удосконалюванні вибору двигунів для конкретних установок та режимів роботи. Двигун заниженої потужності швидко виходить із ладу, а завищеної потужності не ефективно перетворює енергію – з високими питомими втратами енергії в самому двигуні (низький ККД) і в лініях, що підводять (низький $\cos \phi$).

Проектування електроприводів передбачає одночасне визначення параметрів двигуна та механічної передачі (як правило редуктор). За рахунок раціонального вибору передаточного числа (радіуса приведення) механічної передачі можуть бути досягнуті необхідні показники електропривода: мінімальний час перехідних процесів; мінімальна маса, габаритні розміри й втрати енергії а, отже, максимальний ККД електропривода.

Маса, габаритні розміри й вартість двигуна визначається при заданій потужності його номінальним моментом. Так наприклад, двигун номінальної потужності 45 кВт при номінальних швидкостях 308 і 77 рад/с має відповідно масу 255 і 460 кг; $\cos \phi_n$ 0,9 і 0,76. Отже, двигуни з високою номінальною швидкістю мають меншу масу й підвищені значення η_n й $\cos \phi_n$. Тому при проектуванні електропривода варто орієнтуватися в першу чергу на

високошвидкісні двигуни. Однак при цьому для забезпечення заданих швидкостей руху виробничих механізмів потрібно застосування більш важких редукторів з більшими значеннями передаточного числа. Тому завдання спільного вибору двигуна й редуктора має оптимізаційний характер і повинне вирішуватися з використанням певних критеріїв оптимізації: строку окупності, мінімуму втрат потужності (енергії), максимального швидкодії, заданий термін служби й ін.

При проектуванні приводів повторно-короткочасного режиму з напруженими динамічними режимами й великими інерційними масами визначальним фактором енергозбереження можуть бути втрати енергії в перехідних режимах. Як випливає з розділу 13.3 ці втрати пропорційні запасу кінетичної енергії системи.

Сумарний момент інерції електропривода визначається як моментом інерції ротора (якоря), так і зведеними моментами інерції редуктора й виконавчого органа робочої машини, що обернено-пропорційні квадрату передатного відношення редуктора. Тому за рахунок вибору оптимального передатного відношення (вираз (2.26)) можуть бути оптимізовані певні показники роботи електропривода. Одне з типових завдань пов'язане із забезпеченням максимальної швидкодії привода й мінімальних втрат енергії в динамічних режимах.

Важливо відзначити, що знайдене оптимальне передаточне відношення редуктора повинне забезпечити також і необхідну робочу швидкість виконавчого органа робочої машини.

Другий шлях підвищення економічності масового нерегульованого електропривода полягає в переході на енергозберігаючі двигуни, у яких за рахунок збільшення маси та активних матеріалів (заліза й міді, алюмінію) підвищені номінальні значення ККД і $\cos\phi$. Зазначена можливість широко використовується закордонними фірмами. Збільшення активних матеріалів на 20...30% знижує втрати на 30% і збільшує ККД на 5% у двигунах малої потужності (одиниці кВт) і на 1% у двигунах 70...100 кВт. Ціна двигуна збільшується на 20..30%, а строк окупності до двох років.

Доцільність створення й застосування таких двигунів має оцінюватися всебічним обліком всіх факторів, тому що розрахункова економія може бути досягнута лише при навантаженні що мало змінюється, близькому до номінального. При різко змінному навантаженні, наприклад при значній частці холостого ходу в циклі економія буде істотно менше розрахункової. Крім того, економія може бути досягнута якщо всі елементи силового каналу обрані правильно.

Третій шлях – створення спеціальних додаткових технічних засобів, що забезпечують у нерегульованому електроприводі мінімізацію шкідливого впливу на енергетичні показники відхилення навантаження від номінального. Розвиток силової повністю керованої перетворювальної техніки та мікропроцесорних систем керування дозволяють вирішити це завдання. Спеціальні регулятори електричної енергії, включені між мережею та двигуном, дозволяють крім енергозбереження виконувати інші функції:

управляти режимами пуску та гальмування; регулювати швидкість у невеликих межах; здійснювати захист і діагностику, що збільшує надійність електропривода. Для цих цілей використовуються, як вже відзначалось, тиристорні регулятори напруги з фазовим керуванням; пристрої перемикання обмоток статора із трикутника в зірку; перетворювачі частоти на повністю керованих елементах із двосторонньою провідністю.

За рахунок зазначених технічних пристроїв енергозбереження може бути досягнене відключенням АД від мережі на час холостого ходу. Підставою прийняття такого рішення є зіставлення втрат енергії за час роботи двигуна на холостому ході із втратами енергії при повторному включенні двигуна в роботу. Рівність втрат енергії при роботі на холостому ході та при пуску з обліком (13.14) може бути записана в такому вигляді:

$$\Delta P_n t_{xx} = \Delta P_n t_{пуск} + \frac{J \omega_0^2}{2} \left(1 + \frac{R_1}{R'_2} \right) \frac{M_{cp}}{M_{cp} - M_{xx}},$$

де M_{cp} – середнє за час пуску значення моменту двигуна; ΔP_n – постійні втрати; t_{xx} – час роботи при холостому ході.

Зниження втрат при пуску можливо також за рахунок частотно – керованого пуску. Втрати енергії при такому пуску згідно виразу (13.20) зменшуються в $2T_m/t_{пуск}$ раз, що дозволяє реалізувати енергозбереження в приводах із частими процесами пуску й збільшити припустиме число включень у годину АД.

Четвертий шлях – перехід від нерегульованого електропривода до регульованого є генеральним напрямом енергозбереження, прийнятому в усьому світі і тим що має найбільший ефект як за рахунок економії електроенергії, так і за рахунок удосконалення технологічного процесу. Причому ефект у сфері технології може виявитися істотно вищий, ніж за рахунок економії електроенергії. Так, перехід від незмінної швидкості транспортера, що доставляє заготовки в гартівну піч, до регульованого, дозволяє оптимізувати термічний процес, що дає значний економічний ефект.

Іноді для отримання корисних енергетичних ефектів потрібні зміни координат електропривода (швидкості, моменту) у невеликих межах. Так, при зниженні швидкості механізмів для подачі рідин і газів усувається надлишкова витрата цих продуктів, збільшується термін служби трубопроводів і арматури за рахунок зниження тиску.

Специфіка конкретних завдань така, що немає яких-небудь універсальних рішень і тому необхідно в кожному випадку приділяти особливу увагу комплексному рішення проблеми енергозбереження. Ефективними напрямками енергозбереження є:

- широке застосування частотно-регульованого електропривода в системах вода - і теплопостачання для регулювання витрати рідини зниженням напору;
- модернізація підйомно-транспортних механізмів на базі частотно-

регульованого електропривода з рекуперацією енергії в мережу при спуску вантажу, що дозволяє заощаджувати до 40% електроенергії;

- застосування високодинамічних приводів змінного струму з оптимізацією енергоспоживання;

- використання більш сучасних способів регулювання координат електропривода та параметрів технологічного процесу, шляхом підвищення рівня автоматизації, включенням у контур регулювання технологічних параметрів (витрати, тиску, температури й ін). При цьому можлива також економія енергоресурсів (води, твердого й рідкого палива й ін).

Контрольні запитання

1. Перелічіть основні заходи енергозбереження та підвищення якості електроенергії засобами електроприводу.

2. Якими показниками може бути оцінена енергетична ефективність електроприводів механізмів тривалого режиму?

3. Як розглядаються втрати в електричному двигуні?

4. Які втрати відносять до постійних?

5. Від чого залежать змінні втрати?

6. Як визначають постійні та змінні втрати потужності при номінальному режимі роботи двигуна?

7. Як змінюється ККД двигуна залежно від навантаження? Що таке цикловий ККД?

8. Чому дорівнює в перехідному процесі розгону двигуна постійного струму енергія, що підводиться до нього з мережі, і на що вона витрачається?

9. Чому дорівнюють зміни втрати енергії під час розгону двигуна постійного струму без навантаження?

10. Поясніть незалежність витрат енергії в колі якоря від величини опору при сталості напруги мережі та відсутності статичного моменту.

11. Чому дорівнюють втрати при гальмуванні противмиканням двигуна постійного струму при відсутності статичного моменту?

12. Які втрати виникають у колі якоря при динамічному гальмуванні двигуна постійного струму без навантаження?

13. Які втрати виникають у колі якоря двигуна постійного струму під час реверсування й відсутності статичного моменту?

14. Чому дорівнюють втрати за час пуску в колі якоря двигуна постійного струму при наявності статичного моменту?

15. Які заходи дають можливість зменшити втрати енергії при пуску двигуна постійного струму? Порівняйте втрати енергії при пуску двигуна в один і два ступеня напруги.

16. Чому дорівнюють втрати енергії в роторі асинхронного двигуна при пуску без статичного моменту?

17. Чому дорівнюють втрати енергії в статорі асинхронного двигуна за час розгону без навантаження?

18. Визначте втрати в обмотках статора й ротора при гальмуванні проти-

вмиканням асинхронного двигуна за наявності навантаження.

19. Яка величина втрат енергії в колах статора й ротора при динамічному гальмуванні асинхронного двигуна без навантаження?

20. Як змінюються втрати енергії при прямому та ступінчатому пуску двошвидкісного асинхронного двигуна?

21. Від чого залежать втрати енергії в перехідних режимах при лінійній зміні швидкості ідеального холостого ходу?

22. Перелічіть заходи, що дають змогу знизити втрати при розгоні електроприводів з асинхронними двигунами.

23. Який негативний вплив роблять вищі гармоніки струму та напруги на енергетику електроприводу?

24. Назвіть причину спотворення форми напруги мережі внаслідок комутації тиристорів.

25. Яким показником характеризується несинусоїдальний струм?

26. Який негативний вплив роблять тиристорні перетворювачі на живильну мережу?

27. Напишіть рівняння складових потужності для трифазних схем випрямлення при синусоїдальній напрузі мережі.

28. Перелічіть способи зниження впливу тиристорних перетворювачів на живильну мережу.

29. Як пояснити значне зниження коефіцієнта потужності системи ТП-Д при зменшенні кутової швидкості?

30. Перечисліть пристрої компенсації реактивної потужності.

31. Поясніть енергетичну сторону процесів, що відбувається в системах групового живлення електроприводів від загальних шин постійного струму з ємнісним накопичувачем.

32. Поясніть суть застосування почергової роботи тиристорних перетворювачів.

33. Перелічіть спектр гармонік трифазного мостового перетворювача.

34. В яких випадках доцільна заміна незавантаженого двигуна двигуном меншої потужності?

35. Перелічіть основні шляхи енергозбереження засобами електроприводу.

14. РОЗРАХУНОК ПОТУЖНОСТІ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ, ВИБІР І ПЕРЕВІРКА ЕЛЕКТРОДВИГУНІВ ЗА НАГРІВАННЯМ

14.1. Загальні положення

Правильний розрахунок необхідної потужності та вибір типу електродвигуна являє собою важливу й складну задачу, що має велике практичне значення. Від того, наскільки правильно зроблений розрахунок потужності електродвигуна, залежать технологічні та економічні показники роботи електроприводу.

Основною вимогою при виборі електродвигуна є відповідність його потужності умовам технологічного процесу. Двигун повинен бути обраний у строгій відповідності з очікуваним навантаженням виробничого механізму і режимом його роботи. Застосування двигуна недостатньої потужності може призвести до порушення заданого технологічного режиму, зниження виробничих показників робочої машини. При недостатній потужності двигуна збільшується також його нагрівання, що призводить до прискореного старіння ізоляції та виходу двигуна з ладу.

Неприпустимим є також використання двигунів завищеної потужності, тому що при цьому збільшуються габарити електроприводу, зростають втрати енергії за рахунок зниження ККД недовантаженого двигуна, а для асинхронного електроприводу знижується також коефіцієнт потужності, що збільшує навантаження перетворювального пристрою та розподільної мережі.

Обмеження, що накладаються на процеси електромеханічного перетворення енергії нагріванням двигуна, перевантажувальною здатністю машин постійного струму за умовами задовільної комутації, а також максимальним моментом двигунів змінного струму, повинні ретельно враховуватися з обґрунтованим запасом.

Крім необхідної потужності необхідно правильно вибрати двигун за такими показниками:

- за родом струму;
- за конструктивним виконанням, тобто за ступенем захисту (захищений, закритий, вибухозахищений);
- за засобом охолодження (з самовентиляцією, з природним охолодженням, з примусовою вентиляцією);
- за кліматичним виконанням (для помірного, тропічного, холодного клімату тощо);
- за номінальною швидкістю, вибір якої за наявності редуктора здійснюється за заданою швидкістю виконавчого органу робочої машини та передаточним числом редуктора.

Для проектного електроприводу вибір номінальної швидкості двигуна і передаточного числа редуктора повинен вирішуватися шляхом техніко-економічного порівняння декількох варіантів. Для приводів з напруженими динамічними режимами правильний вибір номінальної швидкості двигуна та

передаточного відношення редуктора дозволяє підвищити економічну ефективність електромеханічної системи.

Вибір електродвигуна виконується частіше в такій послідовності:

– на основі навантажувальної діаграми робочої машини $M_{pm} = f(t)$ та діаграми швидкості (тахограми) $\omega_{pm} = f(t)$ виконується попередній вибір двигуна;

– перевіряється попередньо обраний двигун на нагрівання;

– перевіряється двигун на перевантажувальну можливість.

Якщо вибраний двигун не відповідає одній з цих умов перевірки, то береться двигун більшої потужності й розрахунок повторюється.

14.2. Нагрівання та охолодження електродвигунів

У зв'язку з нелінійною залежністю терміну служби ізоляції від температури нагрівання відносно невелике перевищення допустимої температури призводить до істотного зменшення терміну служби. Наприклад, для ізоляції класу А перевищення допустимої температури на 10°C скорочує термін служби ізоляції вдвічі.

Класи ізоляції та допустима температура нагрівання наведені в табл. 14.1.

Таблиця 14.1

Клас ізоляції	A	E	B	F	H	C
Допустима температура, $^\circ\text{C}$	105	120	130	155	180	Більше 180

Дотримання встановлених обмежень стосовно допустимої температури забезпечує термін служби ізоляції електричних машин нових серій 15...20 років.

Для двигунів нормується не допустима температура обмотки та інших частин машини, а допустиме перевищення температури обмотки над температурою навколишнього (охолоджуючого) середовища, яка приймається рівною 40°C . Цій температурі відповідає номінальна потужність двигуна, зазначена в паспорті. При більш низькій температурі навколишнього середовища двигун може бути навантажений трохи вище номінальної потужності, а при більш високій температурі, навпаки, його навантаження повинне бути знижене.

Точне дослідження процесів нагрівання та охолодження двигунів є досить складною задачею, тому що двигун не є однорідним тілом, а являє собою сукупність деталей і вузлів різної конфігурації, виконаних з матеріалів, що мають різні теплоємність і тепловіддачу. Неоднаковими є також умови нагрівання й охолодження окремих частин двигуна, а напрямок теплових потоків залежить від навантаження та режиму роботи двигуна.

Дослідження теплових процесів у двигунах виконується з такими припущеннями: двигун розглядається як однорідне тіло, що має нескінченно

велику теплопровідність та однакову температуру у всіх точках; тепловіддача у навколишнє середовище пропорційна першому ступеню різниці температур двигуна і навколишнього середовища; температура охолоджуючого середовища постійна; теплоємність двигуна залишається постійною та не залежить від його температури.

З урахуванням прийнятих припущень рівняння теплового балансу має такий вигляд:

$$\Delta P dt = A \tau dt + C dt, \quad (14.1)$$

де ΔP – повні втрати, Вт; A – тепловіддача двигуна (кількість теплоти, що віддається двигуном у навколишнє середовище в одиницю часу при різниці температур у 1°C , Дж/с·°C); $\tau = t_{\text{ог}}^\circ - t_c^\circ$ – перевищення температури двигуна над температурою навколишнього середовища (перегрівання двигуна); C – теплоємність двигуна (кількість тепла, необхідна для підвищення температури двигуна на 1°C , Дж/°C).

Розділивши обидві частини рівняння (14.1) на $A dt$, отримаємо:

$$\frac{\Delta P}{A} = \tau + \frac{C}{A} \frac{d\tau}{dt}. \quad (14.2)$$

Позначивши $\Delta P/A = \tau_y$ – усталене перевищення температури двигуна; $T_n = C/A$ – стала часу нагрівання двигуна, отримаємо з (14.2)

$$T_n \tau_p + \tau = \tau_y. \quad (14.3)$$

Таким чином, теплові процеси в двигуні при прийнятих припущеннях описуються лінійним диференціальним рівнянням першого порядку, розв'язання якого при $\Delta P = \text{const}$ має вигляд:

$$\tau = \tau_y (1 - e^{-t/T_n}) + \tau_{\text{поч}} e^{-t/T_n}, \quad (14.4)$$

де $\tau_{\text{поч}}$ – початкове перевищення температури двигуна.

При охолодженні $\tau_y = 0$, тому з (14.4) рівняння охолодження двигуна має вигляд:

$$\tau = \tau_{\text{поч}} e^{-t/T_0}, \quad (14.5)$$

де T_0 – стала часу охолодження.

Процеси нагрівання й охолодження деяких типів двигунів характеризуються різними сталими часу. Якщо при зупинці двигуна змінюється умова тепловіддачі двигуна, то стала часу $T = C/A$, зворотно пропорційна тепловіддачі, також змінюється.

Ступінь погіршення тепловіддачі при нерухомому роторі характеризується коефіцієнтом

$$\beta_0 = A_0 / A, \quad (14.6)$$

де A_0 , A – тепловіддача відповідно при нерухомому двигуні та при номінальній швидкості.

Наближені значення коефіцієнта β_0 для двигунів різного виконання (система охолодження) наведені в табл. 14.2.

Таблиця 14.2

Виконання двигуна	β_0
Закрите з незалежною вентиляцією	1,0
Закрите з природним охолодженням	0,95...0,98
Закрите з самовентиляцією	0,45...0,55
Захищене з самовентиляцією	0,25...0,35

З урахуванням (14.6) стала часу охолодження

$$T_0 = C / A_0 = T_n / \beta_0. \quad (14.7)$$

Оскільки $T_0 > T_n$, то охолодження нерухомого двигуна відбувається повільніше, ніж нагрівання.

На рис. 14.1. наведені криві нагрівання й охолодження двигуна при різних ΔP і $\tau_{пoc}$, що характеризуються сталими часу нагрівання T_n і охолодження T_0 .

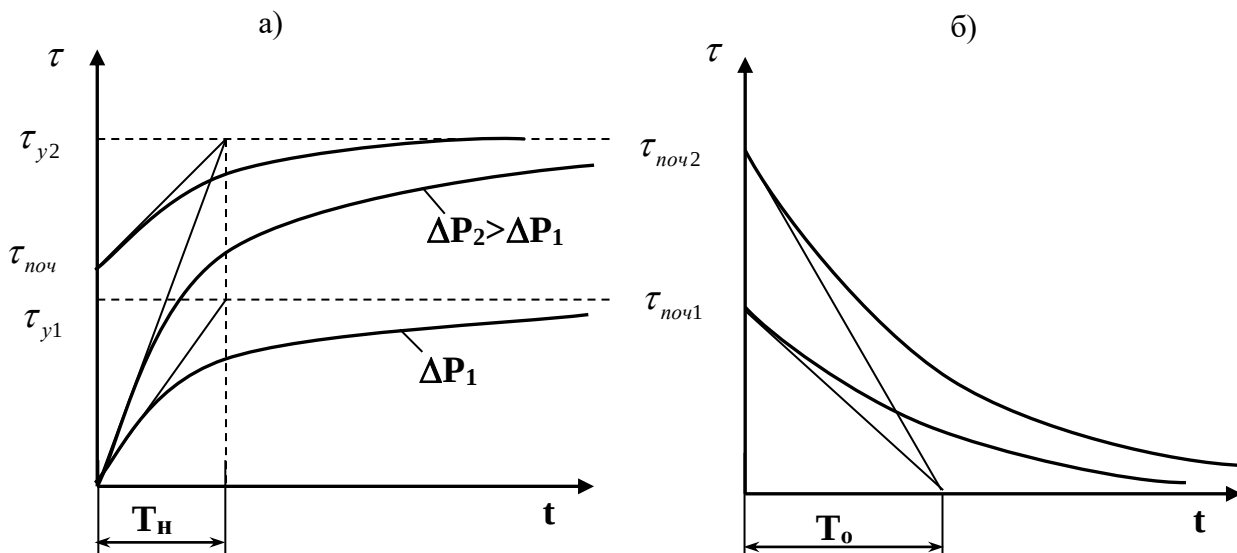


Рис. 14.1. Криві нагрівання (а) та охолодження (б) двигуна

14.3. Класифікація режимів роботи електродвигунів

Вибір двигуна за потужністю та перевантажувальною здатністю виконується на підставі номінальних даних двигуна, зазначених на щитку, у каталогах та довідниках. Розрахунок потужності та вибір двигуна повинен виконуватися з урахуванням вимог технологічного процесу та режиму роботи виробничого механізму. Різноманіття реальних режимів роботи робочих машин, які відрізняються величиною, характером зміни навантаження та швидкістю протягом циклу, його тривалістю, співвідношенням часу роботи та паузи, зумовлює також різні режими роботи електродвигунів.

Відповідно до міжнародної класифікації передбачається вісім режимів роботи двигунів, що умовно позначені S1...S8. Основними факторами, що лежать в основі цієї класифікації, є особливості нагрівання й охолодження двигунів, а також характер зміни навантаження.

Тривалий номінальний режим роботи S1 характеризується незмінним навантаженням і тривалою роботою, протягом якої перевищення температури всіх частин двигуна досягає усталеного значення. Графіки зміни моменту та перевищення температури наведені на рис. 14.2.

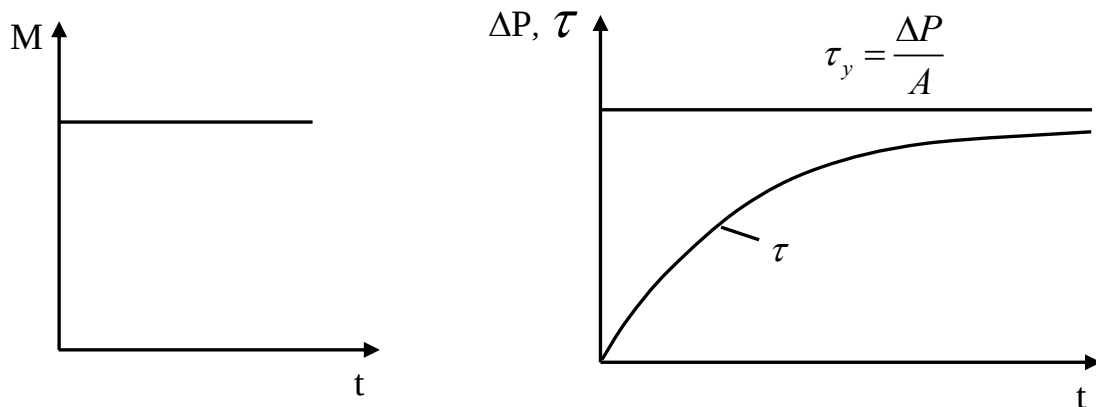


Рис. 14.2. Графіки зміни моменту M та перевищення температури τ для тривалого (S1) режиму роботи двигуна

Короткочасний режим S2 – це такий режим, у якому періоди незмінного навантаження чергуються з паузами. Причому за час роботи $t_{роб}$ двигуна перевищення температури не досягає усталеного значення, а під час паузи t_0 двигун встигає охолонути до температури навколишнього середовища (рис. 14.3).

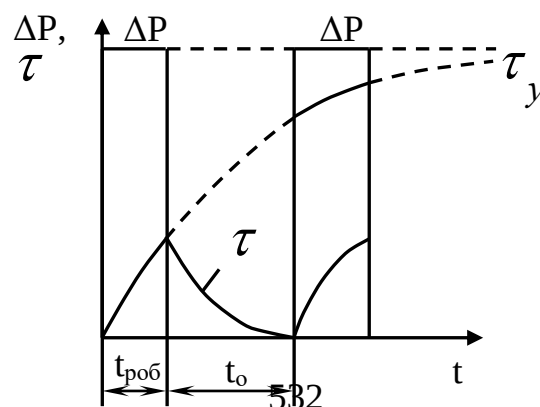


Рис. 14.3. Графіки короткочасного режиму роботи S2

Стандартні (номінальні) значення тривалості роботи складають: 10, 30, 60 і 90 хвилин.

Повторно-короткочасний режим роботи S3 характеризується короткочасними періодами незмінного навантаження та паузами (рис. 14.4.) Однак під час роботи температура двигуна не встигає досягти усталеного значення, а під час паузи двигун не охолоджується до температури навколишнього середовища. При цьому температура двигуна зростає від циклу до циклу, поки не наступить усталений тепловий режим, при якому вся теплота, що виділилася в двигуні, віддається в навколишнє середовище. У результаті цього перевищення температури $\tau(t)$ коливається щодо середнього значення $\tau_{сер}$ (див. рис. 14.4). Максимальне перевищення температури τ_{max} незначно відрізнялося від середнього значення $\tau_{сер}$, коли $T_{ц} \ll T_n$ (де $T_{ц}$ – час циклу; T_n – стала часу нагрівання двигуна). Тому найбільше значення часу циклу для режиму S3 не повинно перевищувати 10 хв.

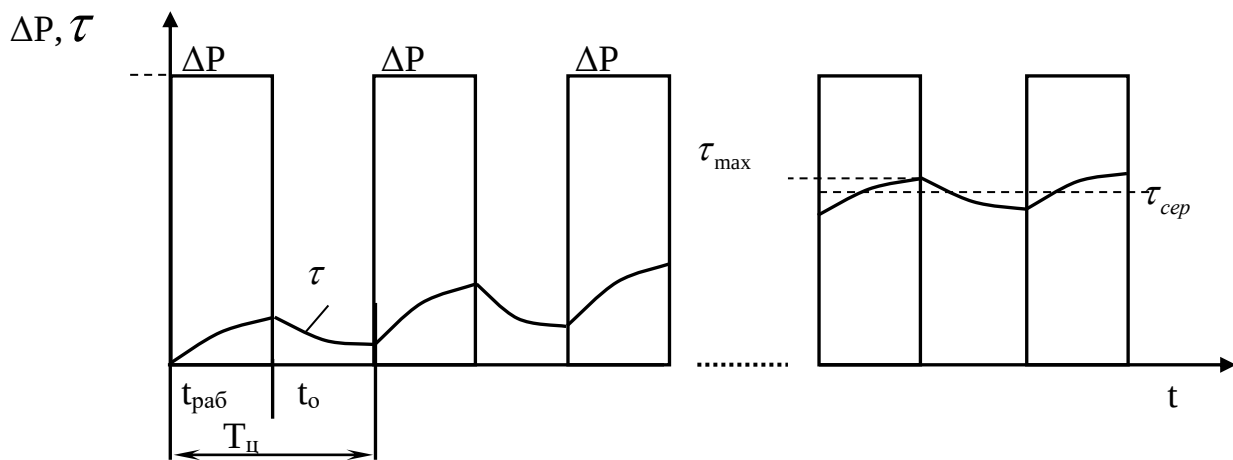


Рис. 14.4. Графіки повторно-короткочасного режиму роботи S3

Цей режим характеризується тривалістю вмикання

$$ПВ\% = \frac{t_{роб}}{t_{роб} + t_о} \cdot 100 = \frac{t_{роб}}{T_{ц}} \cdot 100, \quad (14.8)$$

де $t_{роб}$, $t_о$, $T_{ц}$ – час роботи, паузи і циклу.

Стандартні значення ПВ%, на які розраховуються та серійно випускаються двигуни, складають: 15, 25, 40 і 60%.

Варто підкреслити, що розглянуті три режими роботи S1...S3 є основними. Для цих режимів виготовляються серійні електричні машини. Стосовно до цих режимів надалі проводиться їх тепловий аналіз і надаються інженерні методи еквівалентування реальних графіків навантаження з метою розрахунку потужності та вибору типу двигунів для всіх практичних випадків.

Крім зазначених основних режимів роботи S1...S3, передбачено ще п'ять, котрі уточнюють основні та спрощують задачу вибору двигуна для довільного графіка навантаження.

Режим S4 – це повторно-короткочасний режим із частими пусками (рис. 14.5). У ньому втрати при пуску впливають на нагрівання двигуна.

Тривалість вмикання в цьому випадку визначається за формулою:

$$ПВ\% = \frac{t_n + t_y}{T_u} \cdot 100, \quad (14.9)$$

де t_n , t_y – час відповідно пуску та усталеного руху.

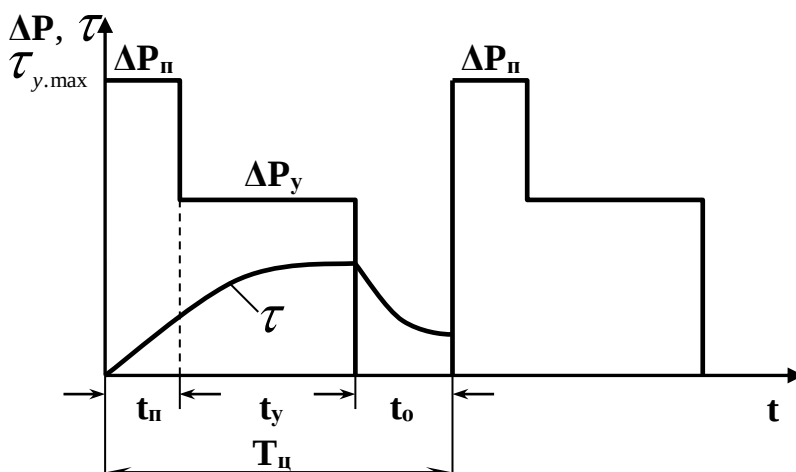


Рис. 14.5. Графіки повторно-короткочасного режиму S4 з частими пусками

Даний режим характеризується нормованою кількістю пусків за годину – 30, 60, 120, 180, 240 і 360, а також коефіцієнтом інерції, $FI = J/J_{\text{дв}}$ – відношення інерції приводу до моменту інерції двигуна. Нормовані значення коефіцієнта інерції: 1,2; 1,6; 2,5; 4,0.

Режим S5 – режим повторно-короткочасного навантаження, що включає пуск, усталений рух і електричне гальмування (рис. 14.6). Однак тривалість циклу недостатня для досягнення усталеної температури за один цикл.

Тривалість вмикання для режиму S5:

$$ПВ\% = \frac{t_n + t_y + t_z}{T_u} \cdot 100, \quad (14.10)$$

де t_n, t_y, t_z – час пуску, усталеного руху та гальмування.

Цей режим також характеризується нормованою кількістю пусків і коефіцієнтом інерції, значення яких такі ж, як і для режиму S4.

Режим перемешовування S6, у якому періоди роботи двигуна з номінальним навантаженням чергуються з періодами роботи без навантаження (рис. 14.7). При цьому за час роботи з навантаженням двигун не встигає нагрітися до усталеної максимальної температури $\tau_{y.max}$, а за час роботи вхолосту не встигає охолоджуватися до усталеної мінімальної температури холостого ходу $\tau_{y.min}$ (рис. 14.7). Цей режим характеризується відносною тривалістю навантаження:

$$ПН\% = \frac{t_{роб}}{t_{роб} + t_{хх}} \cdot 100, \quad (14.11)$$

де $t_{хх}$ – час холостого ходу; $t_{роб}$ – час роботи з номінальним навантаженням.

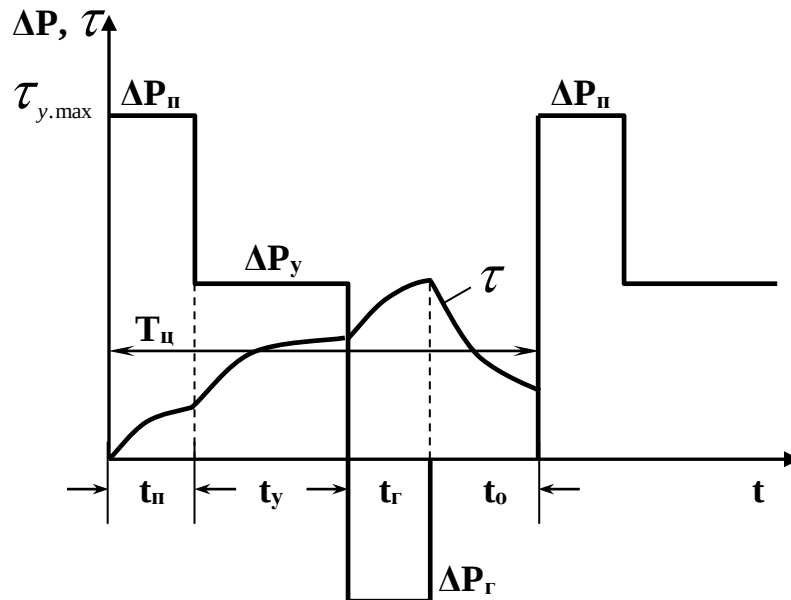


Рис. 14.6. Графіки повторно-короткочасного режиму S5 з частими пусками і гальмуваннями

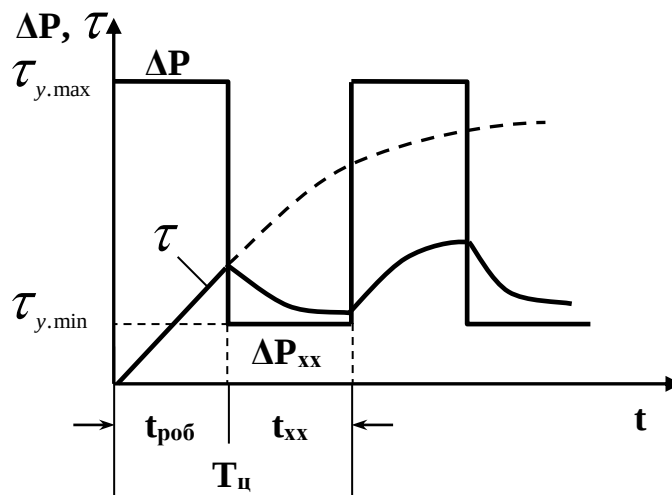


Рис. 14.7. Графіки режиму роботи S6

Номінальні значення ПН% дорівнюють 15, 25, 40 і 60%.

Режим S7 характеризується послідовністю ідентичних циклів, кожен з яких складається з періодів пуску, роботи при постійному навантаженні та гальмування (рис. 14.8). Причому тривалість циклу недостатня для досягнення теплової рівноваги. Цей режим характеризується кількістю вмикань за годину: 30, 60, 90, 120, 240, 360 а також коефіцієнтом інерції $FI = 1,2; 1,6; 2,0; 2,5; 4,0$.

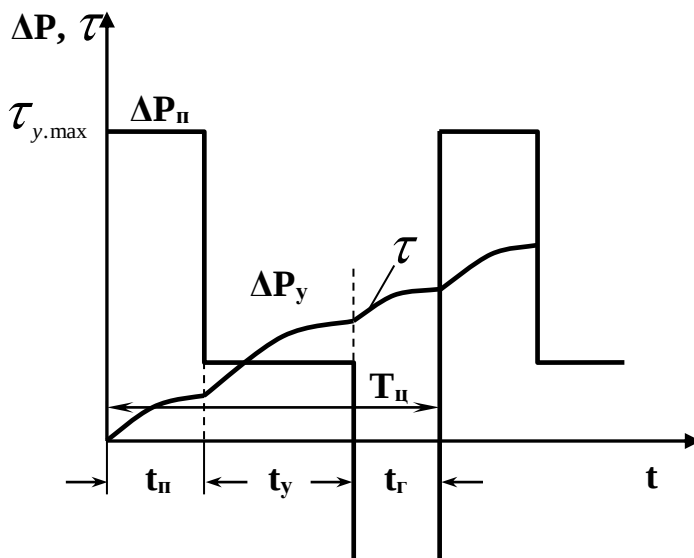


Рис. 13.8. Графіки режиму роботи S7

Режим S8 — це режим перемежовування з двома або більше кутовими швидкостями, у якому періоди з одним навантаженням на одній кутовій швидкості чергуються з періодами роботи на іншій швидкості з відповідним їй навантаженням. Для даного режиму нормуються кількість циклів за годину (30, 60, 120, 240) і коефіцієнт інерції (1,2; 1,6; 2,0; 2,5; 4,0).

У каталогах на електричні машини найчастіше наводяться дані для основних (номінальних) режимів S1, S2 та S3. Задача вибору двигуна за потужністю полягає в тому, щоб правильно знайти еквівалентні величини реального режиму роботи двигуна і зіставити їх з номінальними, забезпечивши максимальне використання обраного двигуна за умовами нагрівання.

14.4. Побудова навантажувальної діаграми електроприводу

Навантажувальна діаграма електроприводу характеризує залежність моменту двигуна, струму або потужності у функції часу за цикл роботи виробничого механізму. Навантажувальна діаграма використовується для перевірки попередньо обраного двигуна за нагріванням і перевантажувальною здатністю.

Вихідними даними для побудови навантажувальної діаграми двигуна є навантажувальна діаграма механізму $M_{p.m} = f(t)$ та діаграма швидкості (тахограма) $\omega_{p.m} = f(t)$. Вони повинні бути задані або зазначені параметри та умови технологічного процесу, що дозволяють побудувати ці діаграми.

Навантажувальна діаграма робочої машини може мати будь-який вигляд, однак можна виділити такий проміжок часу (цикл) T_u , через який процеси повторюються. Якщо характер дії робочої машини такий, що режими роботи не повторюються (ліфт, підйомний кран та ін.), будують навантажувальні діаграми для найбільш імовірного чи важкого циклу.

Навантажувальна діаграма двигуна, що враховує як статичні, так і динамічні навантаження в перехідних режимах, що долаються електроприводом протягом циклу роботи механізму, будується на підставі рівняння руху:

$$M = M_c + J \frac{d\omega}{dt} = M_c + J\varepsilon, \quad (14.12)$$

де $M_c = M_{pm}/i\eta$ – момент опору, зведений до вала (швидкості) двигуна; $M_{дин} = J\varepsilon$ – динамічний момент; J – зведений момент інерції приводу; i – передаточне співвідношення редуктора; η – ККД механічної передачі; ε – задане (допустиме) прискорення приводу.

Приклад 14.1. Потрібно побудувати навантажувальну діаграму двигуна за цикл роботи механізму пересування моста універсального крана, навантажувальна діаграма і тахограма якого наведені на рис. 14.9.

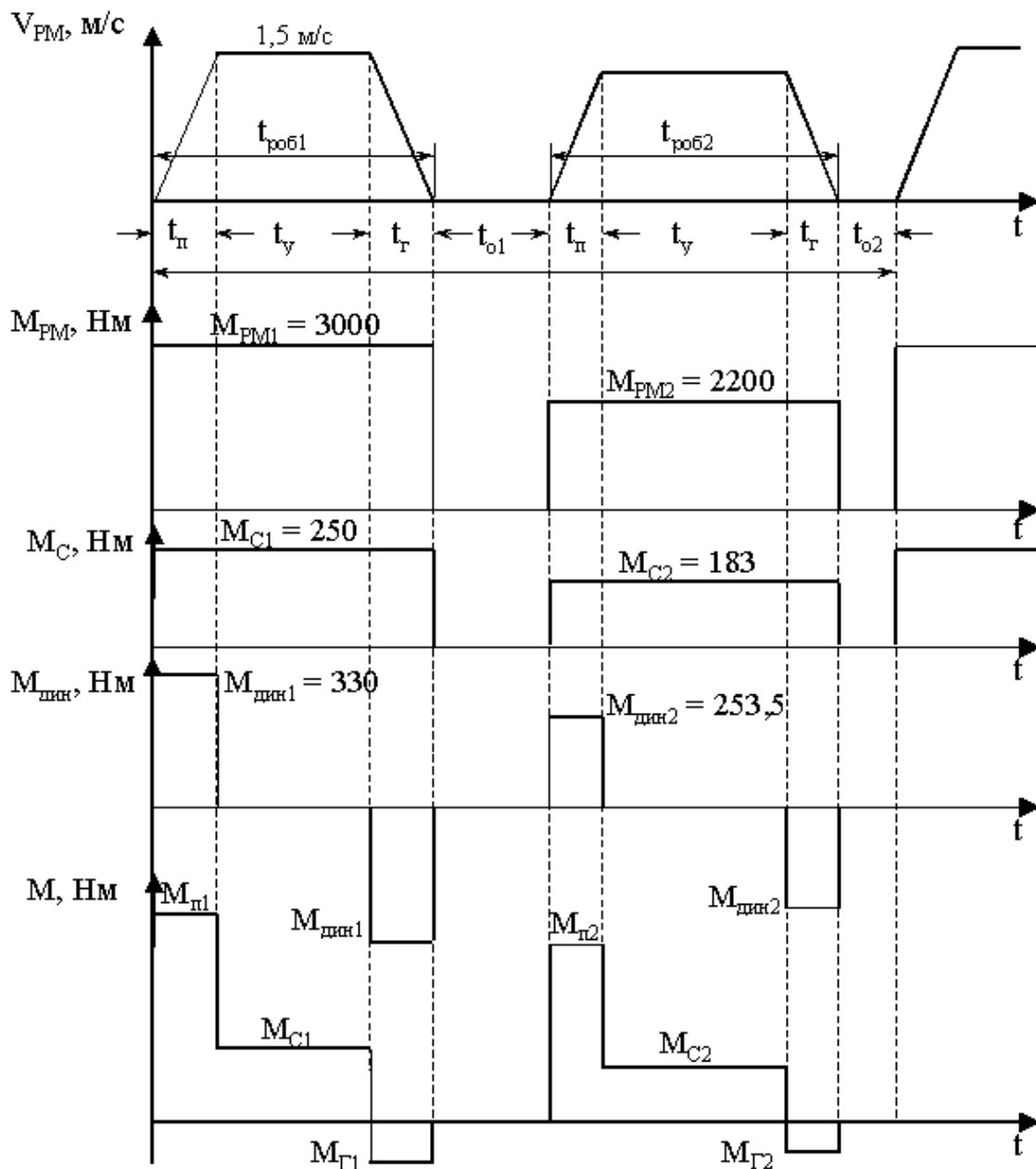


Рис. 14.9. До побудови навантажувальної діаграми механізму пересування мостового крана

Цикл роботи включає: переміщення з вантажем на відстань $S = 20$ м, пауза, переміщення без вантажу, пауза.

Вихідні дані: швидкість пересування $v = 1,5$ м/с; допустиме прискорення $a_{np} = 0,3$ м/с²; передаточне число редуктора $i = 15$; діаметр ходових коліс $D_k = 0,6$ м; ККД передаточного пристрою механізму $\eta = 0,8$; момент опору на валу робочої машини при русі з вантажем $M_{pm1} = 3000$ Н·м, без вантажу $M_{pm2} = 2200$ Н·м; зведений момент інерції при русі з вантажем $J_1 = 22$ кг·м², без вантажу $J_2 = 16,9$ кг·м².

Р о з в ' я з а н н я. Час пуску і гальмування

$$t_n = t_z = V_{pm} / a_{don} = 1,5 / 0,3 = 5 \text{ с.}$$

Шлях, пройдений за час пуску і гальмування

$$S_n = S_z = \frac{a_{\text{дон}} t_n^2}{2} = \frac{0,3 \cdot 5^2}{2} = 3,75 \text{ м.}$$

Шлях, пройдений з усталеною швидкістю

$$S_y = S - 2S_n = 20 - 2 \cdot 3,75 = 12,5 \text{ м.}$$

Час руху з усталеною швидкістю

$$t_y = S_y / V_{pm} = 12,5 / 1,5 = 8,4 \text{ с.}$$

Допустиме прискорення електроприводу

$$\varepsilon_{np} = a_{\text{дон}} / \rho = 0,3 / 0,02 = 15 \text{ рад/с}^2,$$

де $\rho = \frac{D_{\kappa}}{2i} = \frac{0,6}{2 \cdot 15} = 0,02 \text{ м}$ – радіус зведення.

Момент опору, зведений до вала двигуна при русі відповідно з вантажем і без вантажу:

$$M_{c1} = \frac{M_{pm1}}{i\eta} = \frac{3000}{15 \cdot 0,8} = 250 \text{ Н·м;}$$

$$M_{c2} = \frac{M_{pm2}}{i\eta} = \frac{2200}{15 \cdot 0,8} = 183 \text{ Н·м.}$$

Динамічні моменти при пуску й гальмуванні відповідно при русі з вантажем і без вантажу:

$$M_{\text{дин1}} = J_1 \varepsilon_{\text{дон}} = 22 \cdot 15 = 330 \text{ Н·м;}$$

$$M_{\text{дин2}} = J_2 \varepsilon_{\text{дон}} = 16,9 \cdot 15 = 253,5 \text{ Н·м.}$$

Момент двигуна при пуску та гальмуванні при русі з вантажем:

$$M_{n1} = M_{c1} + M_{\text{дин1}} = 250 + 330 = 580 \text{ Н·м;}$$

$$M_{z1} = M_{c1} - M_{\text{дин1}} = 250 - 330 = -80 \text{ Н·м.}$$

Момент двигуна при пуску й гальмуванні при русі без вантажу:

$$M_{n2} = M_{c2} + M_{\text{дин2}} = 183 + 253,5 = 436,5 \text{ Н·м;}$$

$$M_{z2} = M_{c2} - M_{\text{дин2}} = 183 - 253,5 = -70,5 \text{ Н·м.}$$

На підставі отриманих даних на рис. 14.9 побудована навантажувальна діаграма двигуна.

На закінчення відзначимо, що, якщо немає ніяких обмежень за допустимим прискоренням, то момент двигуна в перехідних режимах підтримується системою регулювання постійним і рівним допустимому. При цьому побудова навантажувальної діаграми значно спрощується (рис. 14.10).

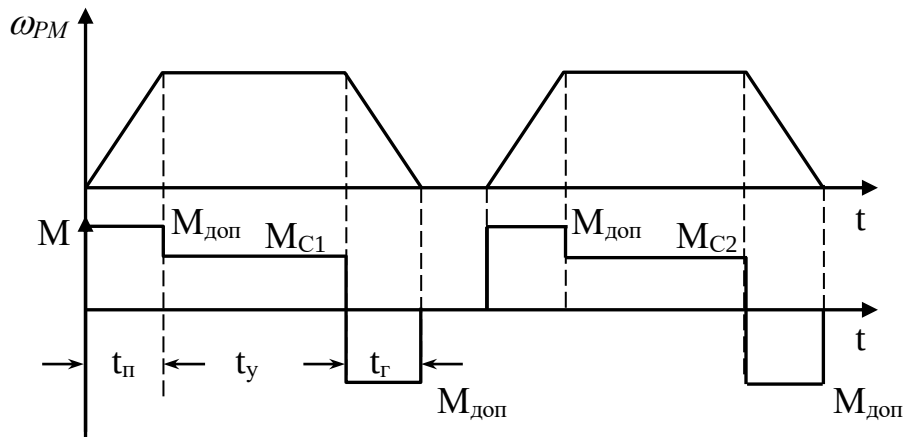


Рис. 14.10. Навантажувальна діаграма двигуна при відсутності обмежень відносно допустимого прискорення

14.5. Методи перевірки двигуна за нагріванням

Нехай при тривалому режимі роботи навантаження на валу двигуна не залишається постійним, а періодично змінюється як показано на рис. 14.11. У цьому випадку також періодично будуть змінюватися втрати в двигуні ΔP і його температура. Якщо відомі втрати в двигуні та його теплові параметри, то можна за допомогою виразу (14.4) побудувати графік $\tau(t)$ і перевірити двигун за нагріванням, використовуючи умову:

$$\tau_{\max} \leq \tau_{\text{дон}}, \quad (14.13)$$

де $\tau_{\max}$ — максимальне значення температури, знайдене розрахунковим шляхом (рис. 14.11).

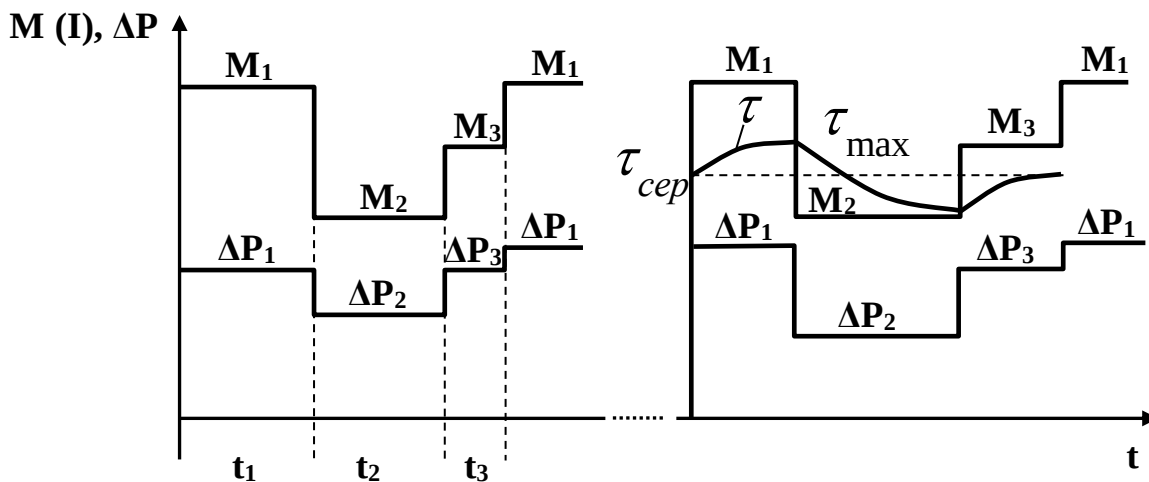


Рис. 14.11. Графік роботи двигуна з циклічним навантаженням

Цей метод з урахуванням зроблених припущень при виведенні (14.4) дає найбільш точну оцінку нагрівання двигуна. Однак він дуже громіздкий і його практичне застосування ускладнене в зв'язку з тим, що при розрахунку $\tau(t)$ необхідно знати основні теплові параметри двигуна (A, C, T_n). Завдяки тому, що ці параметри, як правило, не наводяться в каталогах, то на практиці користуються спрощеними методами, заснованими на непрямому оцінюванні нагрівання двигуна, які базуються на методі середніх втрат.

Сутність методу середніх втрат полягає у визначенні середніх втрат потужності $\Delta P_{сер}$ за цикл роботи двигуна і зіставленні їх з номінальними втратами, на підставі чого робиться висновок про нагрівання двигуна.

При змінному навантаженні (рис. 14.11) після закінчення декількох циклів настає тепловий квазіусталений режим, коли температура перегрівання двигуна на початку та наприкінці циклу однакова. При цьому протягом циклу температура перегрівання τ змінюється біля середнього значення $\tau_{сер}$. Рівність температур на початку й наприкінці циклу свідчить про те, що вся теплота, що виділилася за цикл, відводиться в навколишнє середовище і рівняння теплового балансу приймає вигляд:

$$\int_0^{T_u} \Delta P dt = A \tau_{сер} T_u. \quad (14.14)$$

З наведеного виразу можна записати

$$\tau_{сер} = \frac{1}{T_u} \int_0^{T_u} \frac{\Delta P}{A} dt = \frac{\Delta P_{сер}}{A}, \quad (14.15)$$

де $\frac{1}{T_u} \int_0^{T_u} \Delta P dt = \Delta P_{сер}$ – середні втрати потужності за цикл.

Зіставляючи вираз допустимої температури перегріву $\tau_{дон} = \Delta P_n / A$ з (14.15), одержимо умову перевірки двигуна за нагріванням методом середніх втрат

$$\Delta P_{сер} \leq \Delta P_n, \quad (14.16)$$

де $\Delta P_n = P_n(1 - \eta_n) / \eta_n$ – номінальна потужність втрат.

Якщо на окремих ділянках циклу момент навантаження постійний, як на рис. 14.11, то середні втрати визначаються за формулою

$$\Delta P_{сер} = \frac{\sum_1^n P_i t_i}{\sum_1^n t_i} = \frac{\Delta P_1 t_1 + \Delta P_2 t_2 + \Delta P_3 t_3}{t_1 + t_2 + t_3}. \quad (14.17)$$

Для двигунів з самовентиляцією

$$\Delta P_{сер} = \frac{\sum_{i=1}^n \Delta P_i t_i}{\sum_{i=1}^n \beta_i t_i},$$

де β_i – коефіцієнт погіршення тепловіддачі на i -й ділянці роботи, коли $\omega < \omega_n$.

Метод середніх втрат дозволяє оцінити тепловий режим роботи двигуна за середнім перевищенням температури $\tau_{сер}$. Оскільки максимальна температура τ_{max} (див. рис. 14.11) перевищує середню $\tau_{сер}$, то це зумовлює похибку даного методу. Однак, якщо час циклу значно менше сталої часу нагрівання, то ця різниця буде незначною і $\tau_{сер} \approx \tau_{max}$.

Метод середніх втрат вимагає знання залежності ККД двигуна у функції його завантаження й попереднього визначення втрат на кожній ділянці навантажувальної діаграми, що ускладнює розрахунки. Тому на практиці користуються методом еквівалентних величин, заснованим на методі середніх втрат.

Якщо в результаті побудови навантажувальної діаграми є графіки струму в функції часу, то можна зробити перевірку двигуна за нагріванням методом еквівалентного струму.

Втрати в двигуні, як відзначалося, можна розглядати як суму постійних утрат ΔP_n , що не залежать від навантаження, і змінних ΔP_g , пропорційних $I^2 R$

$$\Delta P = \Delta P_n + I^2 R. \quad (14.18)$$

Назвемо еквівалентним такий постійний за величиною струм, який, протікаючи по обмотках двигуна, виділяє втрати, які дорівнюють середнім втратам реального графіка навантаження. Отже

$$\Delta P_{сер} = \Delta P_n + I_{екв}^2 R. \quad (14.19)$$

Замінивши в (14.17) втрати на кожній ділянці ΔP_i через постійну й змінну складові згідно з (14.18), а середні втрати через еквівалентний струм за допомогою (14.19), одержимо після перетворення при $\beta = 1$ для рис. 14.11

$$I_{екв} = \sqrt{\frac{I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + I_3^2 t_3}{t_1 + t_2 + t_3}}.$$

У загальному випадку для тривалого режиму роботи при $\beta = 1$

$$I_{екв} = \sqrt{\frac{1}{T_y} \sum_1^n I_i^2 t_i}. \quad (14.20)$$

З урахуванням поняття еквівалентного струму умова (14.16) перевірки двигуна за нагріванням прийме вигляд $I_{ном} \geq I_{екв}$.

Побудова залежності $I(t)$ простіше, ніж розрахунок втрат. Тому у всіх випадках, коли застосовуємо метод середніх втрат, використання методу еквівалентного струму краще.

Коли момент двигуна пропорційний струму силового кола, перевірку за нагріванням зручніше робити методом еквівалентного моменту, значення якого для режиму двигуна при $\beta = 1$ визначається як

$$M_{екв} = \sqrt{\frac{1}{T_y} \sum_1^n M_i^2 t_i}. \quad (14.21)$$

При регулюванні швидкості двигуна постійного струму незалежного збудження вище номінальної шляхом послаблення магнітного потоку двигун споживає більший струм $I_\pi = M/K\Phi$ для створення одного й того ж моменту, при цьому втрати збільшуються. Тому при застосуванні методу еквівалентного моменту для перевірки двигуна за нагріванням необхідно на ділянках, де $\Phi < \Phi_n$ ($\omega > \omega_n$) ввести поправки, щоб ординати графіка моменту стали пропорційні струму якоря. Для цього дійсні значення моменту збільшуються на ω/ω_n і в розрахунках користуються зведеним значенням моменту $M_{np} = M\omega/\omega_n$

(рис. 14.12).

При постійній швидкості (наприклад, для асинхронних двигунів з короткозамкнутим ротором) можна перевірити двигун за нагріванням методом еквівалентної потужності

$$P_{екв} = \sqrt{\frac{1}{T_y} \sum_1^n P_i^2 t_i} \leq P_n. \quad (14.22)$$

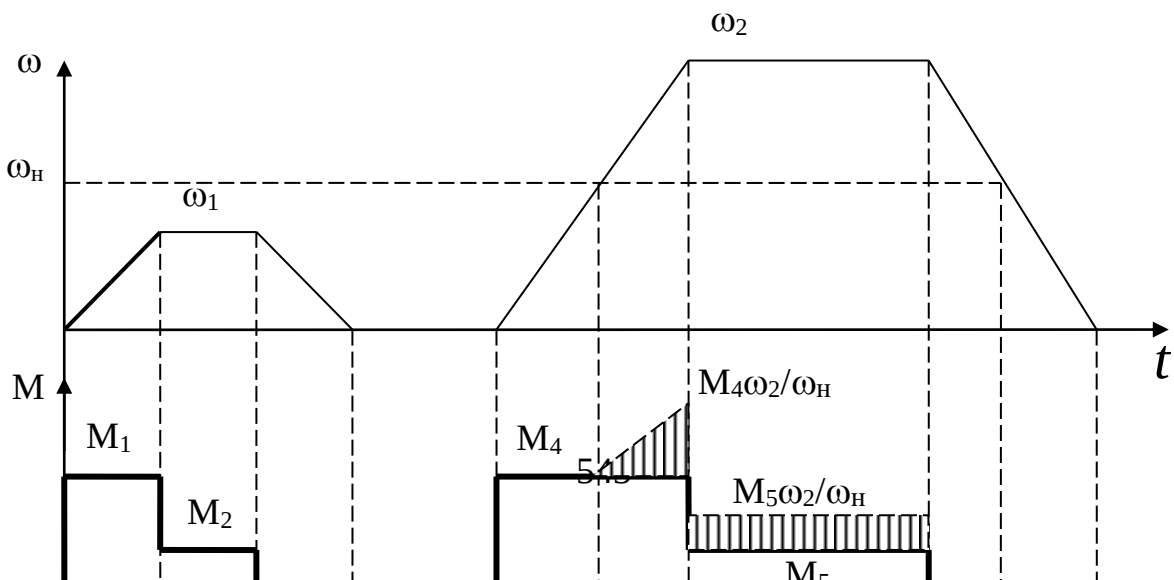


Рис. 14.12. Введення виправлень у графік моменту при перевірці двигуна за нагріванням методом еквівалентного моменту

При змінній швидкості можна скористатися виразом

$$P_{екв} = \sqrt{\frac{1}{T_{\text{ц}}} \sum_1^n \left(\frac{P_i \omega_n}{\omega_i} \right)^2 t_i} \leq P_n.$$

Оскільки $M_{екв} = P_{екв} / \omega_n$, $M_i = P_i / \omega_i$.

Для двигунів з самовентиляцією під час паузи, пуску й гальмування погіршуються умови охолодження двигуна. Тому при розрахунку еквівалентних величин вводяться поправочні коефіцієнти, що враховують цю похибку. Наприклад, для рис. 14.9 еквівалентний момент визначається як

$$M_{екв} = \sqrt{\frac{M_{n1}^2 t_n + M_{c1}^2 t_y + M_{z1}^2 t_z + M_{n2}^2 t_n + M_{c2}^2 t_y + M_{z2}^2 t_z}{\beta(2t_n + 2t_z) + \beta_0(t_{01} + t_{02}) + 2t_y}}, \quad (14.23)$$

де $\beta = (1 + \beta_0)/2$ – коефіцієнт погіршення тепловіддачі при пусках і гальмуваннях приводу; β_0 – коефіцієнт погіршення тепловіддачі під час пауз (табл. 14.2).

Таким чином, усі розглянуті методи перевірки за нагріванням двигуна тривалого режиму при змінному навантаженні засновані на перетворенні реальної багатоступінчастої навантажувальної діаграми до стандартної (нормованої) режиму S1, на який розрахований двигун тривалого режиму. Цими методами з деякими припущеннями можуть бути перевірені також двигуни тривалого режиму, що працюють, скажімо, у режимах S7, S8.

Методом еквівалентних величин можна скористатися так само для попереднього вибору двигуна за навантажувальною діаграмою робочої машини або спрощеною навантажувальною діаграмою двигуна, побудованою без обліку моменту інерції двигуна. Попередній вибір виконується за формулами:

$$M_n \geq K_3 \sqrt{\frac{\sum_1^n M_{ci}^2 t_i}{\sum_1^n \beta_i t_i}}; P_n \geq K_3 \sqrt{\frac{\sum_1^n \left(\frac{P_{ci} \omega_n}{\omega_i} \right)^2 t_i}{\sum_1^n \beta_i t_i}},$$

де M_{ci} , P_{ci} – момент і потужність, що відповідають i -й ділянці навантажувальної діаграми; $K_3 = 1, 1, 1, 3$ – коефіцієнт запасу, що враховує вплив динамічних навантажень та інших неврахованих факторів на додаткове нагрівання двигуна; ω_i – швидкість двигуна на i -й ділянці навантажувальної діаграми; β_i – коефіцієнт погіршення тепловіддачі на i -й ділянці, де $\omega < \omega_n$ (пуск, гальмування, пауза).

Наведені вирази дають більш точний результат, чим попередній вибір двигуна за середнім значенням потужності робочої машини.

Для знаходження еквівалентного значення кривої складної форми її апроксимують ламаною лінією. Потім знаходять еквівалентні значення для трикутних і трапецієподібних графіків навантаження.

Знайдемо вираз еквівалентного (середньоквадратичного) моменту для трапецієподібного графіка навантаження (рис. 14.13). У загальному випадку

$$M_{екв} = \sqrt{\frac{1}{t_1} \int_0^{t_1} M^2 dt}. \quad (14.24)$$

На інтервалі від 0 до t_1 рівняння моменту має вигляд:

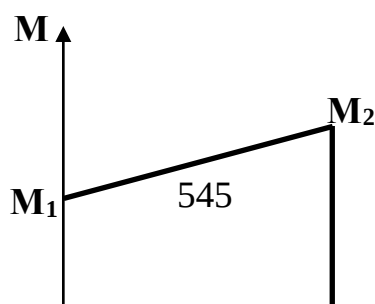
$$M = M_1 + \frac{M_2 - M_1}{t_1} t. \quad (14.25)$$

Звідки

$$\frac{dM}{dt} = \frac{M_2 - M_1}{t_1}, \quad (14.26)$$

тоді

$$dt = \frac{t_1}{M_2 - M_1} dM. \quad (14.27)$$



t₁

Рис. 14.13. До визначення еквівалентного значення моменту
для графіка трапецієподібної форми

Підставляючи (14.27) у (14.24), одержимо після перетворення еквівалентне значення моменту для графіка трапецієподібної форми

$$M_{екв} = \sqrt{\frac{M_1^2 + M_1 M_2 + M_2^2}{3}}. \quad (14.28)$$

Підставляючи в (14.28) $M_1 = 0$, одержимо для трикутного графіка навантаження

$$M_{екв} = \sqrt{M_2^2/3}. \quad (14.29)$$

Еквівалентні величини, що характеризують за прийнятих припущень теплове навантаження двигунів, дозволяють замінити реальні часові залежності на постійні величини, що спрощує перевірку двигунів за умовами нагрівання. У практичних розрахунках вибирають одну з навантажувальних діаграм $\Delta P(t)$, $I(t)$, $M(t)$, $P(t)$, що забезпечує найбільш простий розрахунок.

14.6. Розрахунок потужності двигуна для тривалого режиму роботи

Розглянемо спочатку тривалий режим з незмінним чи таким, що мало змінюється, навантаженням (насоси, вентилятори, компресори та ін.).

Завдяки тому, що при тривалому режимі двигуна пускові втрати не можуть значно позначитися на його нагріванні. Тому двигун вибирається за потужністю, споживаною механізмом, і перевірка його за нагріванням не потрібна.

Наприклад, потужність двигуна для насоса визначається за формулою

$$P = \frac{\gamma Q H g}{\eta_{нас} \eta_{пер}}, \text{ кВт}, \quad (14.30)$$

де γ – щільність рідини, що перекачується; Q – продуктивність насоса м³/с; H – розрахункова висота підйому, м; $g = 9,8$ м/с² – прискорення сили гравітації; $\eta_{нас}$, $\eta_{пер}$ – ККД насоса та передаточного пристрою.

За каталогом вибирається двигун найближчої більшої потужності.

Потужність двигуна для вентилятора

$$P = \frac{Qp}{\eta_в \eta_{пер}}, \text{ кВт}, \quad (14.31)$$

де Q – продуктивність вентилятора м³/с; p – тиск на виході вентилятора, Па; $\eta_в$, $\eta_{пер}$ – ККД вентилятора та передачі.

Для тривалого режиму роботи зі змінним навантаженням, ступінчастий графік навантаження й тахограми робочої машини якого наведені на рис. 14.9 ($T_{ц} > 10$ хв), розрахунок потужності виконується в такій послідовності.

1. Спочатку вибирається двигун за еквівалентною потужністю механізму, використовуючи умову

$$P_n \geq K_z P_{рм} / \eta, \quad (14.32)$$

де $K_z = 1,1 \dots 1,3$ – коефіцієнт запасу, що враховує вплив динамічних навантажень та інших неврахованих факторів на додаткове нагрівання двигуна; еквівалентна потужність робочої машини $P_{рм} = M_{екв.рм} \omega_{рм}$; (14.33)

еквівалентний (середньоквадратичний) момент робочої машини

$$M_{екв.рм} = \sqrt{\frac{M_{рм.1}^2 t_{роб.1} + M_{рм.2}^2 t_{роб.2}}{T_{ц}}}. \quad (14.34)$$

За допомогою виразу (14.34) реальна навантажувальна діаграма робочої машини зі змінним навантаженням і паузами приводиться до номінального тривалого режиму з постійним навантаженням, що дорівнює $M_{екв.рм}$.

2. Перевіряють попередньо обраний двигун за нагріванням, для чого, використовуючи номінальні дані двигуна, будують навантажувальну діаграму двигуна (розділ 14.4), наведену на рис. 14.9. Згідно з цим рисунком еквівалентний момент двигуна при $\beta = 1$ визначається як

$$M_{екв} = \sqrt{\frac{1}{T_{ц}} \sum_{i=1}^n M_i^2 t_i}. \quad (14.35)$$

Умова перевірки двигуна за нагріванням $M_n \geq M_{екв}$.

Якщо ця умова не виконується, що може мати місце при великих динамічних навантаженнях, вибирають двигун більшої потужності, використовуючи вираз

$$P_n \geq K_3 M_{екв} \omega_n = K_3 M_{екв} \omega_{pm} i, \quad (14.36)$$

де $M_{екв}$ – еквівалентний момент, знайдений за виразом (14.35); i – передаточне відношення редуктора; ω_n – номінальна швидкість попередньо обраного двигуна; K_3 – коефіцієнт запасу, що враховує збільшення динамічних навантажень лише за рахунок деякого збільшення моменту інерції знов обраного двигуна.

3. Перевіряється попередньо обраний двигун на перевантажувальну здатність

$$M_{дон} \geq M_{роз.мах}, \quad (14.37)$$

де $M_{дон}$ – допустимий момент двигуна; $M_{роз.мах}$ – необхідне розрахункове максимальне значення моменту двигуна, величина якого згідно з рис. 14.9 $M_{роз.мах} = M_{n1}$.

Якщо умова (14.37) не виконується, то необхідно або вибрати двигун більшої потужності, або зменшити прискорення приводу, щоб необхідне розрахункове значення моменту двигуна при пуску з заданим прискоренням виявилось менше припустимого. При цьому прискорення приводу складе:

$$\varepsilon = \frac{M_{дон} - M_{с.мах}}{J}. \quad (14.38)$$

14.7. Розрахунок потужності двигуна для повторно-короткочасного режиму роботи

Для цього режиму доцільно вибрати двигун зі спеціальної серії, призначеної для повторно-короткочасного режиму з номінальною тривалістю вмикання ПВ%, рівною 15, 25, 40, 60%.

Вихідними даними є навантажувальна діаграма $M_{pm} = f(t)$ і діаграма швидкості $\omega_{pm} = f(t)$ робочої машини за цикл роботи.

Часто реальний багатоступінчастий графік роботи двигуна суттєво відрізняється від номінального як величиною відносної тривалості вмикання, так і змінним навантаженням протягом робочого періоду.

Тому при розрахунку потужності двигуна необхідно реальний графік навантаження звести до еквівалентного номінального з конкретним номінальним значенням ПВ. При цьому розрахунок потужності виконується в такій послідовності.

1. Спочатку вибирають двигун за еквівалентною потужністю робочої машини

$$P_n \geq K_3 P_{pm} / \eta,$$

де $K_3 = 1, 1, 1, 3$ – коефіцієнт запасу; η – ККД механізму; $P_{pm} = M_{pm.36} \omega_{pm}$ –

еквівалентна потужність на валу робочої машини; $M_{pm.36} = \sqrt{\frac{PB}{PB_n} \cdot \frac{\sum_{i=1}^n M_{pm.i}^2 t_i}{t_{роб.Σ}}}$ –

еквівалентний момент навантаження робочої машини, зведений до найближчого номінального значення PB_n ; $PB\% = \frac{t_{роб.Σ}}{T_{ц}} \cdot 100$ – тривалість

вмикання механізму; $t_{роб.Σ}$ – сумарна тривалість роботи механізму.

Подібним чином, використовуючи формули еквівалентних величин, перетворюються до одноступінчатого так само графіки струму та потужності.

2. Перевіряється попередньо обраний двигун за нагріванням. Наявність номінальних даних двигуна дозволяє побудувати його навантажувальну діаграму $M = f(t)$ і перевірити за нагріванням відповідно до умови:

$$M_n \geq M_{екв.36}, \quad (14.39)$$

де

$$M_{екв.36} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n M_i^2 t_i}{t_{роб.Σ}} \cdot \frac{PB}{PB_n}} \quad (14.40)$$

еквівалентний момент двигуна, зведений до номінальної тривалості вмикання.

Якщо умова (14.39) не виконується, то вибирають двигун більшої потужності

$$P \geq K_3 M_{екв.36} \omega_{pm} i,$$

будують навантажувальну діаграму двигуна з урахуванням нового значення моменту інерції двигуна, визначають за допомогою (14.40) нове значення $M_{екв.36}$ і перевіряють двигун за нагріванням відповідно до (14.39).

Застосування двигунів тривалого режиму для роботи в повторно-короткочасному режимі є недоцільним, тому що при значній частоті вмикання втрати в перехідних режимах збільшуються й викликають інтенсивне нагрівання двигуна. Якщо ж за якимиись виробничими причинами вибирається двигун тривалого режиму роботи, попередній вибір і перевірка його за нагріванням виконується перетворенням заданого графіка навантаження до стандартного графіка тривалого режиму. Для цього використовуються отримані вище формули еквівалентних величин (14.20)...(14.22) для тривалого режиму роботи зі змінним навантаженням. При цьому розрахунок потужності

виконується в такій же послідовності, як і для тривалого режиму зі змінним навантаженням, наданим у розділі 14.6.

Якщо для повторно-короткочасного режиму з одноступінчатим графіком навантаження вибирається двигун із серії тривалого режиму роботи, то наближений розрахунок потужності можна робити на підставі розрахункового виразу, отриманого таким чином. Повна кількість теплоти, що виділяється таким двигуном за цикл при номінальному перевищенні температури, дорівнює:

$$\Delta P_n t_{роб} + \Delta P_n \beta_0 t_0 = (\Delta P_{n.n} + \Delta P_{g.n})(t_{роб} + \beta_0 t_0), \quad (14.41)$$

де $\Delta P_{n.n}, \Delta P_{g.n}$ – відповідно постійні і змінні номінальні втрати; $t_{роб}, t_0$ – час роботи і паузи; β_0 – коефіцієнт погіршення теплопередачі при паузах.

У період паузи, коли двигун відключений, втрати відсутні, тому в робочий період навантаження може бути збільшене стосовно тривалого номінального режиму. При цьому постійні втрати залишаються практично незмінними, а змінні збільшуються до значення:

$$\Delta P_g = \Delta P_{g.n} \left(I_{n.кр} / I_{тр} \right)^2,$$

де $I_{n.кр}$ – струм при повторно-короткочасному режимі; $I_{тр}$ – струм номінального тривалого режиму роботи S_1 .

З урахуванням наведеного виразу середня кількість теплоти, що виділяється в двигуні за цикл, складе:

$$\Delta P_{сер} t_{роб} = \left[\Delta P_{n.n} + \Delta P_{g.n} \left(I_{n.кр} / I_{тр} \right)^2 \right] t_{роб}. \quad (14.42)$$

У квазіусталеному тепловому режимі при повторно-короткочасному режимі, коли перевищення температури досягає $\tau_{дон}$, кількість теплоти, яка виділилася в двигуні і тієї, що розсіялася в навколишнє середовище, рівні. Тому, прирівнюючи (14.41) і (14.42), одержимо після перетворення вираз для струму тривалого режиму роботи

$$I_{тр} = I_{n.кр} \sqrt{\frac{\varepsilon}{\varepsilon + \beta_0 (1 + a)(1 - a)}}, \quad (14.43)$$

де $\varepsilon = t_p / T_u$ – відносна тривалість роботи; $a = \Delta P_{n.n} / \Delta P_{g.n}$ – відношення номінальних постійних втрат до змінних; β_0 – коефіцієнт погіршення теплопередачі при паузах.

Аналогічні формули для розрахунку потужності двигуна тривалого режиму, але використовуюваного в повторно-короткочасному режимі, отримуються при завданні графіків навантаження у вигляді $M = f(t)$ чи $P = f(t)$.

Отриманий за наведеними виразами струм (потужність) порівнюється з номінальним струмом обраного двигуна і, якщо $I_n > I_{mp}$ або $P_n > P_{mp}$, двигун проходить за нагріванням.

Якщо знехтувати постійними втратами й рахувати, що тепловіддача в нерухомому стані двигуна така ж, як і для номінальної швидкості ($\beta_0 = 1$), то $I_{mp} = I_{n.kp} \sqrt{\varepsilon}$.

Для багатоступінчастого графіка навантаження в отриманий вираз (14.43) потрібно підставляти еквівалентне значення струму повторно-короткочасного режиму $I_{n.kp.екв}$.

Приклад 14.2. Необхідно розрахувати потужність і вибрати двигун постійного струму незалежного збудження для механізму пересування мостового крана. Вихідні дані, навантажувальна діаграма і діаграма швидкостей робочої машини наведені в прикладі 14.1 (рис. 14.9). Час паузи $t_{01} = t_{02} = 60$ с, час пуску $t_n = 5$ с, час гальмування $t_z = 5$ с, час усталеного руху $t_y = 8,4$ с.

Р о з в ' я з а н н я. Час роботи механізму пересування

$$t_n + t_y + t_z = t_{роб1} = t_{роб2} = 5 + 8,4 + 5 = 18,4 \text{ с.}$$

Тривалість вмикання механізму

$$ПВ\% = \frac{t_{роб1} + t_{роб2}}{T_u} 100 = \frac{18,4 + 18,4}{156,8} 100 = 23,2\%,$$

де $T_u = t_{роб1} + t_{роб2} + t_{01} + t_{02} = 18,4 + 18,4 + 60 + 60 = 156,8$ с – час циклу.

Зведене значення еквівалентного моменту навантаження до стандартного значення $ПВ_n = 25\%$

$$\begin{aligned} M_{pm.np} &= \sqrt{\frac{M_{pm1}^2 t_{роб1} + M_{pm2}^2 t_{роб2}}{t_{роб1} + t_{роб2}} \frac{ПВ}{ПВ_n}} = \\ &= \sqrt{\frac{3000^2 \cdot 18,4 + 2200^2 \cdot 18,4}{18,4 + 18,4} \cdot \frac{23,2}{25}} = 2534 \text{ Н.м.} \end{aligned}$$

Розрахункова потужність двигуна

$$P_{роз} = \frac{K_3 M_{рм.пр} \omega_{рм}}{\eta} = \frac{1,3 \cdot 2534 \cdot 5}{0,8} = 20,59 \cdot 10^3 \text{ Вт} = 20,59 \text{ кВт},$$

де $\omega_{рм} = 2V / D_k = 2 \cdot 1,5 / 0,6 = 5 \text{ рад/с}$ – кутова швидкість механізму.

Необхідна номінальна швидкість двигуна

$$\omega_n = \frac{V}{\rho} = \frac{1,5}{0,02} = 75 \text{ рад/с},$$

де $\rho = D_k / 2i = 0,6 / (2 \cdot 15) = 0,02$ – радіус зведення.

Вибираємо за каталогом двигун типу ДП-42 з номінальними даними:
 $U_n = 220 \text{ В}$, $P_n = 21 \text{ кВт}$ при $ПВ_n = 25\%$, $n_n = 660 \text{ об/хв}$, $J_{\partialв} = 1,0 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$.

Зведені моменти інерції системи:

– при русі з вантажем

$$J_{\Sigma 1} = KJ_{\partialв} + J_1 = 1,2 \cdot 1,0 + 22 = 23,2 \text{ кг}\cdot\text{м}^2;$$

– при русі без вантажу

$$J_{\Sigma 2} = KJ_{\partialв} + J_2 = 1,2 \cdot 1,0 + 16,9 = 18,1 \text{ кг}\cdot\text{м}^2,$$

де $K = 1,2$ – коефіцієнт, що враховує моменти інерції сполучних муфт і гальмових шківів приводу.

Допустиме прискорення електроприводу

$$\varepsilon_{\partialон} = a_{\partialон} / \rho = 0,3 / 0,02 = 15 \text{ рад/с}.$$

Динамічні моменти при пуску і гальмуванні відповідно при русі з вантажем і без вантажу:

$$M_{\partialин1} = J_{\Sigma 1} \cdot \varepsilon_{\partialон} = 23,2 \cdot 15 = 348 \text{ Н}\cdot\text{м};$$

$$M_{\partialин2} = J_{\Sigma 2} \cdot \varepsilon_{\partialон} = 18,1 \cdot 15 = 271,5 \text{ Н}\cdot\text{м}.$$

Необхідний момент двигуна при пуску і гальмуванні:

– при русі з вантажем

$$M_{n1} = M_{c1} + M_{\partialин1} = 250 + 348 = 598 \text{ Н}\cdot\text{м};$$

$$M_{c1} = M_{c1} - M_{\partialин1} = 250 - 348 = -98 \text{ Н}\cdot\text{м};$$

– при русі без вантажу

$$M_{n2} = M_{c2} + M_{дин2} = 183 + 271,5 = 454,5 \text{ Н·м};$$

$$M_{c2} = M_{c2} - M_{дин2} = 183 - 271,5 = -88,5 \text{ Н·м};$$

Еквівалентний момент двигуна, зведений до номінального PB_n

$$M_{екв} = \sqrt{\frac{M_{n1}^2 t_n + M_{c1}^2 t_y + M_{c1}^2 t_z + M_{n2}^2 t_n + M_{c2}^2 t_y + M_{c2}^2 t_z}{t_{роб1} + t_{роб2}}} \cdot \frac{PB}{PB_n} =$$

$$= \sqrt{\frac{598^2 \cdot 5 + 250^2 \cdot 8,4 + 98^2 \cdot 5 + 454,5^2 \cdot 5 + 183^2 \cdot 8,4 + 88,5^2 \cdot 5}{18,4 + 18,4}} \cdot \frac{23,2}{25} = 302,3 \text{ Н·м}.$$

Номінальний момент двигуна

$$M_n = 9550 \frac{P_n}{n_n} = 9550 \frac{21}{660} = 303,9 \text{ Н·м}.$$

Оскільки $M_n > M_{екв}$, то двигун підходить за нагріванням.

Допустимий момент двигуна $M_{np} = (2...2,5)M_n$ більше знайденого максимального значення при пуску $M_{n1} = 598 \text{ Н·м}$. Отже, обраний двигун задовольняє так само вимогам перевантажувальної здатності.

14.8. Перевірка за нагріванням двигунів, що працюють у короткочасному режимі

Розглянемо спочатку випадок, коли для короткочасного режиму роботи вибирається двигун, розрахований для тривалого режиму роботи. Для повного використання двигуна за нагріванням у короткочасному режимі роботи його потрібно перевантажувати. Графіки, що характеризують нагрівання двигуна при різних навантаженнях, наведені на рис. 14.14, з якого видно, що перевантаження двигуна може бути великим при незначній тривалості роботи.

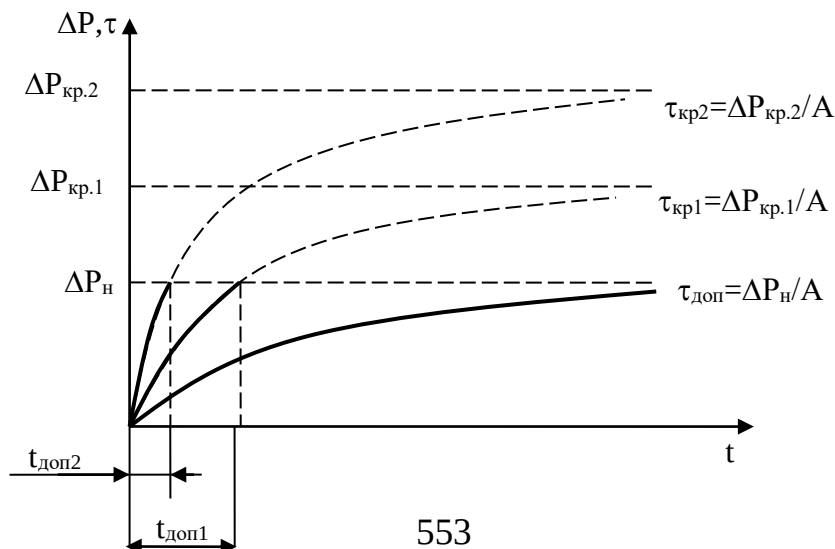


Рис. 14.14. Графіки нагрівання двигуна тривалого режиму при різних навантаженнях

Для кількісної оцінки перевантаження двигуна використовують коефіцієнти термічного і механічного перевантажень. Коефіцієнт термічного перевантаження

$$K_m = \Delta P_{кр} / \Delta P_n = \tau_{кр} / \tau_{дон} \quad (14.44)$$

характеризує відношення втрат у короткочасному режимі $\Delta P_{кр}$ до номінальних втрат потужності ΔP_n .

Коефіцієнтом механічного перевантаження

$$K_m = P_{кр} / P_n = M_{кр} / M_n \quad (14.45)$$

є відношення потужності (моменту) навантаження двигуна в короткочасному режимі $P_{кр}$ до номінальної потужності (моменту) P_n тривалого режиму.

Допустимий час роботи $t_{дон} = t_{кр}$ при перевантаженні визначається з умови, щоб до кінця робочого періоду перевищення температури досягло допустимого значення $\tau_{дон}$. З урахуванням позначень, прийнятих на рис. 14.14, можна записати:

$$\tau_{дон} = \frac{\Delta P_n}{A} = \frac{\Delta P_{кр}}{A} (1 - e^{-t_{дон}/T_n}). \quad (14.46)$$

Поділивши ліву і праву частини (14.46) на $\Delta P_n / A$, одержимо вираз допустимого часу роботи при перевантаженні

$$t_{дон} = T_n \ln \frac{K_m}{K_m - 1}, \quad (14.47)$$

а також вираз для коефіцієнта термічного перевантаження

$$K_m = \frac{1}{1 - e^{-t_{дон}/T_n}},$$

де T_n – стала часу нагрівання двигуна.

Для зручності практичного застосування (14.46) необхідно знайти зв'язок між коефіцієнтами термічного та механічного перевантаження. Для цього використовують співвідношення

$$K_m = \frac{\Delta P_{кр}}{\Delta P_n} = \frac{\Delta P_n + \Delta P_{г.н} (P_{кр} / P_n)^2}{\Delta P_n + \Delta P_{г.н}} = \frac{a + K_m^2}{a + 1}, \quad (14.48)$$

де ΔP_n – постійні втрати при номінальному навантаженні; $\Delta P_{г.н}$ – змінні втрати при номінальному навантаженні; $a = \Delta P_n / \Delta P_{г.н}$ – відношення постійних втрат до змінних при номінальному навантаженні, значення якого можна орієнтовно прийняти $a = 0,5-1$ для двигунів малої і середньої потужності та $a = 1-1,5$ для двигунів великої потужності.

Згідно з (14.48) вираз коефіцієнта механічного перевантаження має вигляд:

$$K_m = \sqrt{(1+a)K_m - a} = \sqrt{\frac{a+1}{1 - e^{-t_{дон} / T_n}} - a}. \quad (14.49)$$

На рис. 14.15 наведені залежності відносного значення допустимого часу роботи у функції коефіцієнтів термічного та механічного перевантаження.

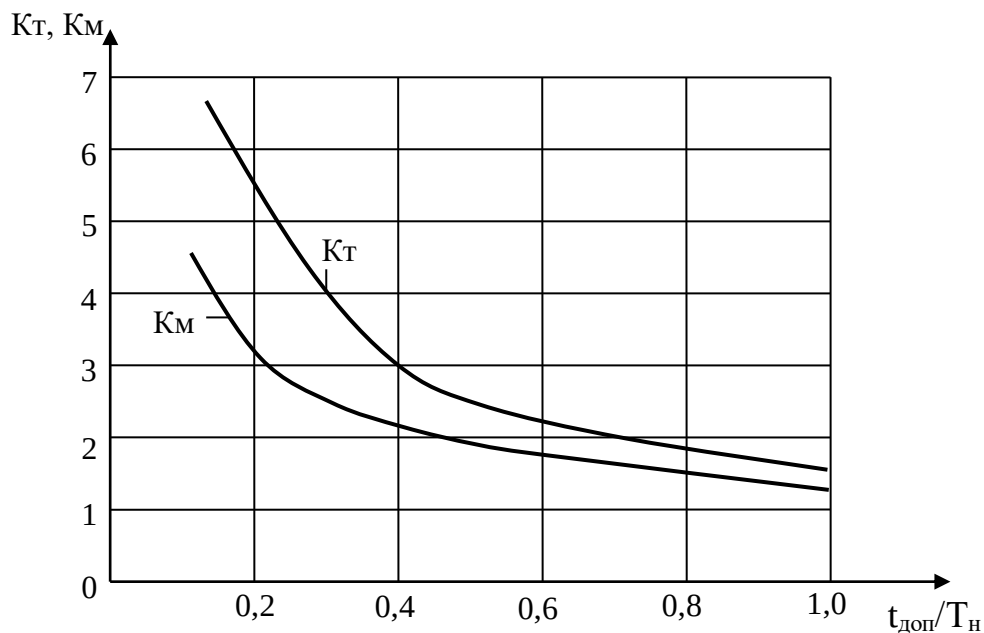


Рис. 14.15. Залежності коефіцієнтів термічного K_T і механічного K_M перевантажень від відносного часу роботи

На основі отриманого коефіцієнта механічного перевантаження знаходять момент

$$M_{кр} = K_m M_{н(s1)} = M_{н(s1)} \sqrt{\frac{a+1}{1 - e^{-t_{дон} / T_n}} - a}, \quad (14.50)$$

яким можна перевантажити двигун тривалого режиму для повного використання його щодо нагрівання за час роботи $t = t_{\text{дон}}$ у короткочасному режимі.

Нехтуючи постійними втратами ($a = 0$) вираз 14.49 можна записати:

$$K_{\text{м}} = \sqrt{K_{\text{т}}} = \sqrt{\frac{1}{1 - e^{-t_{\text{дон}}/T_{\text{н}}}}}; \quad P_{\text{кр}} = P_{\text{н}(s1)} \sqrt{\frac{1}{1 - e^{-t_{\text{дон}}/T_{\text{н}}}}}.$$

Якщо навантаження в робочий період змінюється, то в розрахунковий вираз підставляється еквівалентна потужність (момент) за час роботи.

Розрахунок потужності двигунів при короткочасному навантаженні і застосуванні двигунів, призначених для тривалого режиму роботи, проводиться з міркувань допустимого нагріву і перевантаження. При цьому номінальна потужність двигуна визначається як:

$$P_{\text{н}(s1)} = P_{\text{кр}} / K_{\text{м}} \geq P_{\text{кр}} / \lambda_{\text{ов}},$$

де $\lambda_{\text{ов}}$ – допустима перевантажувальна здатність двигуна.

При завданні графіка навантаження у вигляді $I=f(t)$ або $M=f(t)$, то в розрахункові вирази підставляється еквівалентна потужність (момент) за час роботи.

Для двигунів тривалого режиму граничне механічне перевантаження обмежується перевантажувальною здатністю, що для двигунів нормального виконання складає $\lambda_{\text{ов}} = 2 \dots 2,5$. З аналізу кривих рис. 14.15 видно, що при

$\lambda_{\text{ов}} = K_{\text{м}} = 2 \dots 2,5$ допустимий час роботи $\frac{t_{\text{дон}}}{T_{\text{н}}} \approx 0,3 \dots 0,5$. Тому в більшості

випадків двигуни тривалого режиму, використовувані в короткочасному режимі роботи, недовикористовуються за нагріванням внаслідок їх низької перевантажувальної здатності.

Тому для короткочасного режиму роботи випускаються спеціальні електродвигуни, особливістю яких є підвищена перевантажувальна здатність, що дозволяє цілком використовувати їх за нагріванням. Час роботи цих двигунів нормується і складає 10, 30, 60 і 90 хвилин. Після роботи двигуна з номінальним навантаженням протягом нормованого часу він відключається від мережі і під час паузи охолоджується до температури навколишнього середовища.

Якщо реальний графік навантаження відповідає або близький до номінального (каталожного), то перевірка двигуна за нагріванням не потрібна.

Якщо ж параметри навантажувальної діаграми суттєво відрізняються від паспортних, знаходять таке навантаження $P_{\text{кр}}$, при якому двигун буде цілком використаний за нагріванням. Розрахунковий вираз отримують таким чином.

Двигун при номінальному навантаженні за нормований час роботи $t_{\text{р.н}}$ нагрівається до допустимого перевищення температури

$$\tau_{\text{дон}} = \frac{\Delta P_n}{A} \left(1 - e^{-t_{p,n} / T_n} \right). \quad (14.51)$$

При реальному графіку навантаження протягом фактичного часу роботи t_p перевищення температури так само не повинне перевищувати допустимого значення

$$\tau_{\text{дон}} = \frac{\Delta P_{kp}}{A} \left(1 - e^{-t_p / T_n} \right), \quad (14.52)$$

де ΔP_{kp} – втрати при реальному короткочасному навантаженні, відмінному від номінального.

При цьому коефіцієнт термічного перевантаження з урахуванням (14.48) визначається як

$$K_m = \frac{\Delta P_{kp}}{\Delta P_n} = \frac{1 - e^{-t_{p,n} / T_n}}{1 - e^{-t_p / T_n}} = \frac{a + (P_{kp} / P_n)^2}{a + 1}, \quad (14.53)$$

звідки з урахуванням $(P_{kp} / P_n)^2 = K_m^2$ маємо

$$P_{kp} = P_{n(s2)} K_m = P_{n(s2)} \sqrt{(1 + a) \frac{1 - e^{-t_{p,n} / T_n}}{1 - e^{-t_p / T_n}} - a}. \quad (14.54)$$

Якщо потужність P_{kp} , розрахована за (14.54), перевищує реальну одноступінчатого графіка навантаження або еквівалентну при багатоступінчатому графіку навантаження, то двигун підходить за нагріванням. Причому, якщо $t_p < t_{p,n}$, двигун повинен бути перевірений на перевантажувальну здатність.

За відсутності необхідних двигунів для режимів S2 і S3 можна вибрати двигун тривалого режиму S1, потужність якого визначається наближеними залежностями

$$P_{n(s1)} \geq K_2 P_{s2}; P_{n(s1)} \geq K_3 P_{s3}$$

де K_2, K_3 – коефіцієнти перерахунку потужності відповідно для режимів S2 і S3 наведені в табл. 14.3.

Таблиця 14.3

Режим S2, t роб. ном, хв	90	60	30	10
K2	0,9	0,85	0,75	0,65

Режим S3, ПВн, %	60	40	25	15
K3	0,85	0,75	0,65	0,6

14.9. Визначення допустимої кількості вмикань асинхронних двигунів з короткозамкнутим ротором

В електроприводах деяких виробничих механізмів асинхронні двигуни з короткозамкнутим ротором працюють за умовами технологічного процесу з частими пусками і гальмуваннями. При цьому кількість вмикань за годину може досягати 600...800. При значній частоті вмикання асинхронного двигуна втрати в перехідних режимах викликають інтенсивне нагрівання двигуна, що обмежує кількість вмикань за годину. Особливо актуальна ця проблема для двигунів з короткозамкнутим ротором, що пускаються і гальмуються без додаткових зовнішніх опорів і всі втрати виділяються в самому двигуні. У цьому випадку виконується перевірка попередньо обраного двигуна на допустиму кількість вмикань за годину.

Припустимим числом вмикань за годину називається така кількість вмикань двигуна при заданому навантаженні та відносній тривалості вмикання, при якому середня температура в усталеному тепловому режимі дорівнює допустимій $\tau_{сер} = \tau_{дон}$ і двигун цілком використовується за нагріванням.

Якщо двигун тривалого режиму роботи при номінальній швидкості використовується за нагріванням повністю, то потужність втрат, що виділяються в навколишнє середовище в усталеному режимі, дорівнює номінальним втратам ΔP_n , а в період паузи з урахуванням погіршення теплопередачі $\beta_0 \Delta P_n$, за час пуску та гальмування $\Delta P_n (1 + \beta_0)/2$.

Втрати енергії, що виділяється в двигуні за цикл, включають втрати енергії при пуску ΔA_n , гальмуванні ΔA_z і в усталеному режимі $\Delta P t_y$. В усталеному тепловому режимі втрати енергії, що виділяється в двигуні за цикл, дорівнюють енергії, що розсіюється в навколишнє середовище:

$$\Delta A_n + \Delta A_z + \Delta P t_y = \frac{1 + \beta_0}{2} \Delta P_n (t_n + t_z) + \Delta P_n t_y + \beta_0 \Delta P_n t_0, \quad (14.55)$$

де t_n , t_z , t_y , t_0 – відповідно час пуску, гальмування, усталеного режиму і паузи.

З огляду на те, що час циклу $T_u = 3600/h$, час усталеного руху $t_y = 3600 ПВ/h - (t_n + t_z)$, а час паузи $t_0 = 3600(1 - ПВ)/h$, одержимо з (14.55) вираз допустимої кількості вмикань за годину

$$h_{дон} = 3600 \frac{(\Delta P_n - \Delta P) ПВ + \Delta P_n \beta_0 (1 - ПВ)}{\Delta A_n + \Delta A_z - (t_n + t_z) [\Delta P + (1 + \beta_0) \Delta P_n / 2 - \Delta P_n]}, \quad (14.56)$$

де h – кількість вмикань за годину; $ПВ$ – відносна тривалість вмикання.

Нехтуючи значно меншою третьою складовою в знаменнику (14.56), одержимо

$$h_{\text{дон}} = 3600 \frac{(\Delta P_n - \Delta P)PB + \Delta P_n \beta_0 (1 - PB)}{\Delta A_n + \Delta A_z}. \quad (14.57)$$

При роботі двигуна в усталеному режимі з номінальним навантаженням наведене рівняння спрощується й набуває вигляду:

$$h_{\text{дон}} \approx 3600 \frac{\Delta P_n \beta_0 (1 - PB)}{\Delta A_n + \Delta A_z}. \quad (14.58)$$

Із (14.57) випливає, що допустима кількість вмикань за годину залежить від навантаження, відносної тривалості вмикання PB , коефіцієнта погіршення тепловіддачі β_0 і втрат енергії при пуску ΔA_n і гальмуванні ΔA_z .

Приклад 14.3.

Обчислити допустиме число вмикань асинхронного короткозамкненого двигуна: $P_n = 7.5 \text{ кВт}$; $U_n = 380 \text{ В}$; $n_n = 945 \text{ об/хв}$; $M_{\text{кр}} = 211 \text{ Нм}$; $j_{\text{дв}} = 0.28 \text{ кгм}^2$; $\eta = 0.83$; $R_1 / R_2' = 1$; $2p = 6$; $M_c = 75 \text{ Нм}$; момент пусковий $M_1 = 150 \text{ Нм}$; зведений момент інерції $j = 1.1 \text{ кгм}^2$. Гальмування двигуна-електродинамічне $M_{\text{г.сп}} = 54 \text{ Нм}$, $PB = 0.5$, $T_{\text{ц}} = 75 \text{ с}$, режим роботи S_5 .

Р о з в ' я з а н н я.

Номінальні втрати в двигуні

$$\Delta P_n = P_n \frac{(1 - \eta_n)}{\eta_n} = 7500 \frac{(1 - 0.83)}{0.83} = 1275 \text{ Вт}.$$

Номінальні змінні втрати

$$\Delta P_{\text{nv}} = M_n \omega_0 S_n = 75.7 \cdot 104.7 \cdot 0.055(1 + 1) = 871 \text{ Вт},$$

$$\text{де } M_n = P_n / \omega_n = 7500 / 98.9 = 75.7 \text{ Нм},$$

$$\omega_0 = 2\pi f / p = 2\pi \cdot 50 / 3 = 104.7 \text{ рад/с},$$

$$S_n = (\omega_0 - \omega_n) / \omega_0 = (104.7 - 98.9) / 104.7 = 0.055,$$

$$\omega_n = \pi n_n / 30 = 3.14 \cdot 945 / 30 = 98.9.$$

Номінальні постійні втрати в двигуні

$$\Delta P_n = \Delta P_n - \Delta P_{\text{nv}} = 1275 - 871 = 403 \text{ Вт}.$$

Змінні втрати в двигуні при $M_{c1}=75$ Нм

$$\Delta P_{v1} = M_{c1} \omega_0 S_1 (1 + R_1 / R'_2) = 75 \cdot 104,7 \cdot 0,054 (1 + 1) = 855 \text{ Вт},$$

де ковзання на лінійній частини механічної характеристики визначається як

$$S_1 = M_{c1} S_n / M_n = 750,054 \cdot 0,055 / 75,7 = 0,054$$

Втрати потужності в двигуні при $M_c = 75$ Нм

$$\Delta P_1 = \Delta P_n + \Delta P_{v1} = 403 + 855 = 1258 \text{ Вт}.$$

Втрати енергії при пуску (M_{c1})

$$\Delta A_n = \frac{M_1}{M_1 - M_{c1}} j \frac{\omega_0^2}{2} (S_{\text{поч}} - S_{\text{кін}});$$

$$\Delta A_n = \frac{154}{154 - 75} 1,1 \frac{104,7^2}{2} (1^2 - 0,054^2) = 11750, \text{ Дж}.$$

Втрати енергії в двигуні при динамічному гальмуванні

$$\Delta A_z = \frac{M_{z.cp}}{M_{z.cp} + M_{c1}} j \frac{\omega_0^2}{2} (S_{\text{поч},z}^2 - S_{\text{кін},z}^2)$$

$$\Delta A_z = \frac{54}{54 + 75} 1,1 \frac{104,7^2}{2} (0,946^2 - 0^2) = 310 \text{ Дж},$$

де $S_{\text{поч},z} = \omega_{c1} / \omega_0 = \omega_0 (1 - S_1) / \omega_0 = 1 - S_1 = 1 - 0,054 = 0,946$,

$S_{\text{кін}} = 0$ - ковзання двигуна в початку та в кінці динамічного гальмування.

Допустиме число вмикань за годину згідно (14.57)

$$h_{\text{дон}} = 3600 \frac{(1275 - 1258) 0,5 + 1275 \cdot 0,25 (1 - 0,5)}{11750 + 310} = 50 \text{ вм/год}.$$

Реальна частота вмикань

$$h = 3600 / T_y = 3600 / 75 = 48 \text{ вм / год}.$$

Оскільки $h_{\text{дон}} > h$, то двигун обрано правильно за умовами нагріву.

Контрольні запитання

1. Поясніть, чому надійна та економічна робота електродвигуна можлива тільки при правильному розрахунку його потужності?
2. Який режим роботи електродвигуна називають тривалим? Накресліть графіки навантаження та температури перегріву для цього режиму.
3. Який режим роботи електродвигуна називають короткочасним? Накресліть його графіки навантаження та температури перегріву.
4. Який режим роботи електродвигуна називають повторно-короткочасним? Накресліть для нього графіки навантаження та температури перегріву.
5. Якою величиною характеризується повторно-короткочасний режим роботи? Наведіть її стандартне значення.
6. Назвіть основні номінальні режими роботи електродвигунів.
7. Послідовність розрахунку потужності та вибору електродвигуна.
8. Вихідні дані для розрахунку потужності електроприводу.
9. Чим відрізняється навантажувальна діаграма робочого механізму від навантажувальної діаграми двигуна?
10. Напишіть рівняння теплового балансу.
11. Яким чином перевіряється двигун на перевантажувальну здатність?
12. Перерахуйте методи перевірки двигуна за нагріванням.
13. Переваги та недоліки методу середніх втрат.
14. Особливості застосування методів еквівалентних величин для перевірки двигуна за нагріванням.
15. Назвіть основні етапи вибору двигуна для тривалого режиму роботи зі змінним навантаженням.
16. Яку відмінність мають розрахункові вирази еквівалентних величин для двигунів режимів S1 і S3?
17. Чому недоцільно використовувати двигуни короткочасного режиму роботи у тривалому режимі і навпаки?
18. Методика перевірки двигуна за нагріванням при повторно-короткочасному режимі роботи.
19. Від чого залежить допустима тривалість роботи двигуна тривалого режиму роботи при використанні його в короткочасному режимі роботи?
20. Якими параметрами визначається допустима кількість вмикань за годину АД?
21. Чому стала часу нагрівання електродвигунів закритого типу більше, ніж у двигунів відкритого та захищеного типів?

ДОДАТКИ

Д.1. Загальні відомості двигунів постійного струму серії 4П

Двигуни серії 4П розроблені та сконструйовані для широко регульованих тиристорних електроприводів постійного струму. При розробці цих двигунів реалізована ідея уніфікації машин постійного струму і асинхронних двигунів серії 4А.

В уніфікованій конструкції двигунів серії 4П шихтований магнітопровід статора неявнополюсний з розподіленими обмотками в пазах, рівномірно розміщеними вздовж статора. Обмотки збудження вкладені в два пази в межах полюсної дуги основного потоку, компенсаційна обмотка вкладена рівномірно в усіх пазах залишку розточки статора.

Структурно двигуни конструюються:

- закритими з обдувом і нормальним регулюванням – 4ПО;
- закритими з природним охолодженням - 4ПБ;
- широко регульованими з примусовою вентиляцією – 4ПФ.

В умовному позначенні двигунів після назви типу (напр.4ПФ) вказуються послідовно:

- висота до центру вала обертання, мм;
- умовно довжина осердя якоря (літери S, M або L);
- наявність фільтра повітря (літера В);
- наявність вентилятора на боковій поверхні (літера Б);
- наявність вентилятора на торцевій поверхні (літера Т);

Двигуни конструюються з двома незалежними обмотками збудження. При з'єднанні цих обмоток послідовно номінальною напругою збудження буде 220 В, а при з'єднанні обмоток паралельно – 110 В.

При номінальній швидкості обертання двигуни витримують струм $1,6 I_n$ тривалістю 1 хв і $2 I_n$ – тривалістю 15 с; при максимальній швидкості обертання – $1,5 I_n$ тривалістю 10с.

Двигун типу 4ПО і 4ПБ найширше застосовуються у комплектному тиристорному електроприводі у версто будівництві, залізничному та морському транспорті; двигун типу 4ПФ – у приводі механізмів роботою та роботизованих виробничих комплексах.

Застосування у тиристорному електроприводі двигунів серії 4П дає можливість обходитись без згладжу вального реактора в якірному колі, якщо коефіцієнт пульсацій струму не перевищує 15%.

Заміна двигунів серії 2П закритого та захищеного виконання на двигуни уніфікованої конструкції серії 4П забезпечує: збільшення номінальної потужності електроприводу водному габариті на одну шкалу МЕК; зниження металоємності на 15-20%; зменшення розходу обмоточних провідників на 25-35% та зниження трудоємності виготовлення у 2,5 рази.

**Д.2. Технічні дані двигунів типу 4ПО та 4ПБ
з висотою вісі обертання 80-112мм**

Таблиця Д.1.

Типорозмір двигуна	Р _н , кВт, при виконанні		U _н , В	I _н , А, при виконанні		n _н , об/хв	n _{max} , об/хв	J _д , кг·м ²
	УХЛ4	О4		УХЛ4	О4			
1	2	3	4	5	6	7	8	9
4ПО80А1	0,18	0,16	110 220	3,5 1,6	3,2 1,3	1000	2000	0,017
	0,25	0,225	110 220	4,1 1,7	3,6 1,5	1500	3000	
	0,55	0,5	110 220	7,9 3,8	7,1 3,4	3000	4000	
4ПО80А2	0,25	0,225	110 220	4,0 1,8	3,6 1,6	1000	2000	0,027
	0,37	0,33	110 220	5,8 2,1	5,2 1,9	1500	4000	
	0,55	0,5	110 220	8,0 3,5	7,2 3,2	2200	4000	
	0,75	0,67	110 220	10,7 4,9	9,6 4,4	3000	4000	
4ПО80В1	0,37	0,33	110 220	4,8 2,4	4,3 2,1	1000	4000 2000	0,039
	0,55	0,5	50 75 110 220	14,5 10,2 7,7 3	13 9,2 6,9 2,9	1500	- - 4000 4000	
	0,75	0,675	110 220	10,2 5	9,2 4,5	2200	4000	
	1,1	1	50 75 110 220	31,2 21,1 15,2 7,1	28,1 19,9 13,7 6,4	3000	4000	
4ПО100S1	0,37	0,33	110 220	5,7 2,7	5,1 2,4	750	3000 1500	0,054
	0,55	0,5	110 220	8,4 3,9	7,6 3,5	1000	4000 2000	
	0,75	0,67	110 220	10,4 5,1	9,4 4,6	1500	4000	
	1,1	1	110 220	14 6,7	12,6 6,1	2200	4000	
	1,5	1,35	110	20	18	3000	4000	

			220	9,7	8,7		4000	
Таблица Д.1.(продовження)								
1	2	3	4	5	6	7	8	9
4ПО100S2	0,55	0,5	110 220	8,6 3,8	7,7 3,4	750	3000 1500	0,054
	0,75	0,675	110 220	10,4 4,8	9,4 4,3	100	4000 2000	
	0,565	0,5	75	11,9	10,7	1000	-	
	1,1	1	110 220	13,8 6,1	12,4 5,5	1500	4000	
	1,5	1,35	110 220	19,3 9,5	17,3 8,6	2200	4000	
	2,2	2	110 220	26,2 13,4	23,6 12	3000	4000	
4ПО100L1	0,75	0,675	110 220	11 5,2	9,9 4,7	750	3000 1500	0,10
	1,1	1	110 220	15,4 7,2	13,9 6,5	1000	4000 2000	
	1,5	1,35	110 220	19 9,3	17,2 8,4	1500	4000	
	2,2	2	110 220	28 13,9	25,4 12,5	2200	4000	
	3	2,7	110 220	37,2 18,4	33,7 16,6	3000	4000	
4ПО112M1	1,5	1,36	110 220	19 9	17,3 8,4	1000	2000	0,140
	2,2	2,0	110 220	26 12,8	23,6 11,5	1500	3000	
	3	2,7	110 220	34,7 17	31,2 15,3	2200	4000	
	4	3,6	110 220	44,8 22	40,3 19,8	3000	4000	
4ПО112M2	1,5	1.35	110 220	19.1 9.6	18 8,6	750	1500	0,180
	2,2	2	110 220	27.9 13.6	25 12,2	1000	2000	
	3	2.7	110 220	33.8 16.6	30,4 15	1500	3000	
	4	3.6	110 220	45 22	40 20	2200	4000	
	5,5	5	110 220	60 30	54 27	3000	4000	
4ПБ80А1	0,14	0.126	110 220	2,8 1,2	2,5 1	1000	2500	0,017
	0,18	0.16	110 220	2,9 1,3	2,6 1,1	1500	4000	
	0,37	0.33	110 220	5,9 2,8	5,3 2,5	3000	4000	
4ПБ80А2	0,18	0.16	110 220	2,9 1,3	2,6 1,1	1000	4000 2500	0,027
	0,25	0.225	110	3,7	3,3	1500	4000	

			220	1,6	1,5			
Таблица Д.1.(продовження)								
1	2	3	4	5	6	7	8	9
	0,37	0.33	110 220	5,0 2,4	4,5 2,2	2200	4000	
	0,55	0.5	110 220	8,1 3,8	7,2 3,4	3000	4000	
	0,25	0.225	110 220	3,8 1,8	3,4 1,6	1000	4000 2500	
	0,37	0.33	110 220	5,1 2,4	4,6 2,1	1500	4000	
	0,55	0.5	110 220	7,3 3,5	6,6 3,2	2200	4000	
4ПБ80В1	0,75	0.675	110 220	9,3 4,5	8,4 4	3000	4000	0,039
	0,25	0.225	110 220	4,2 1,9	3,8 1,7	750	3000 2000	
	0,4	0.36	110 220	6,1 2,8	5,5 2,5	1000	4000 2500	
	0,55	0	110 220	7,7 3,6	6,9 3,2	1500	4000	
4ПБ100S1	0,25	0,225	110 220	4,2 1,9	4,0 3,8	750	3000 2000	0,054
	0,4	0,360	110 220	6,1 2,8	1,7 5,5	1000	4000 2500	
	0,55	0,5	110 220	7,7 3,6	2,5 6,9	1500	4000	
	0,75	0,675	110 220	9,6 4,6	8,6 4,1	2200	4000	
	1,1	1	110 220	13,9 6,7	12,5 6	3000	4000	
4ПБ100S2	0.37	0.33	110 220	5.4 2.6	4.9 2.3	750	3000 2000	0.054
	0.5	0.45	110 220	7 3.3	6.3 3	1000	4000	
	0.75	0.675	110 220	9.3 4.5	8.4 4.0	1500	4000	
	1.1	1	110 220	13.3 6.5	12 5.8	2200	4000	
	1.5	1.35	110 220	17.8 8.7	16 7.8	3000	4000	
4ПБ100L1	0.4	0.405	110 220	6 3.1	5.4 2.8	750	3000 2000	0.104
	0.6	0.54	110 220	8 3.8	7.2 3.4	1000	4000 2500	
	0.9	0.81	110 220	10.6 5.2	9.5 4.7	1500 1500	4000	
	1.3	1.17	110 220	15.3 7.4	13.8 6.7	2200	4000	
	1.8	1.62	110 220	20.7 10	18.6 9	3000	4000	

Таблиця Д.1.(продовження)

1	2	3	4	5	6	7	8	9
4ПБ112М1	0,5	0,5	110 220	8 3,9	7,2 3,5	750	2500 2000	0,140
	0,75	0,675	110 220	10,5 5	9,5 4,5	1000	3000 2500	
	1,1	1	110 220	14 6,7	12,6 6	1500	4000	
	1,5	1,35	110 220	18,3 9,1	16,5 8,2	2200	4000	
	2,2	2	110 220	25,6 12,5	23 11,3	3000	4000	
4ПБ112М2	1	0,9	110 220	13 6,4	11,7 5,8	1000	2500	0,180
	1,5	1,35	110 220	17,6 8,8	15,8 7,9	1500	4000	
	2,2	2	110	25,3	22,8	2200	4000	

Д.3. Технічні дані двигунів типу 4ПФ з висотою вісі обертання 112 мм

Таблиця Д.2.

Тип двигуна	Р _н , кВт	U _н , В	I _н , А	ККД, %	п _н , об/хв	п _{max} , об/хв	J _д , кг·м ²
1	2	3	4	5	6	7	8
4ПФ112S	4 3.15 2	220	24 19.8 14.5	72.3 69.3 57.6	900 750 450	5000	0.047
4ПФ112М	4.25 3		26.4 20.1	68 60.3	730 475	5000	0.056
4ПФ112L	3.55		24.5	60.1	425	5000	0.063
4ПФ132S	15 7.5 6 4.25		85.4 43.6 32.7 26.9	77.9 76 74 65	1400 1000 875 580	4500	0.095
4ПФ132М	11 8.5 8		61.5 48.6 47.3	78.5 76 68	1060 875 600	4500	0.116
4ПФ132L	11 8.5		62.8 54.4	76 68	800 515	4500	0.135

Таблиця Д.2.(продовження)

1	2	3	4	5	6	7	8
4ПФ160S	15 11		79.6 66.2	80.7 70.5	850 530	4000	0.250
4ПФ160M	15		85.6	75.3	580	4000	0.290
4ПФ180S	17		99.4	73	500	3800	0.442
4ПФ180M	20		114.5	75	475	3800	0.578
4ПФ112S	7.5 5.5 4.25 3.14	440	19.2 14.9 12.6 9.9	87.1 81.4 74 69	2120 1450 975 730	5000	0.047

Д.4. Загальні відомості асинхронних двигунів серії 4А

Асинхронні двигуни в порівнянні з машинами постійного струму мають цілу низку переваг (конструктивно вимагають менше кольорових металів, мають кращі енергетичні показники, простіші при обслуговуванні, дешевші) й тому знайшли ширше розповсюдження (біля 90% від усього парку машин, а за встановленою потужністю – 55%).

Асинхронні двигуни випускаються, як правило, великими серіями, найбільші з яких – це машини загального призначення серії МТ, вибухозахищених – ВР та інші.

Наймасовішою є серія 4А в різних модифікаціях. Вона охоплює діапазон номінальних потужностей від 0,06 до 400 кВт і 17 висот вісі обертання – від 50 до 335 мм.

У цій серії прийнята система призначень:

4А Х Х Х Х Х Х Х
1 2 3 4 5 6 7 8,

де 1 - назва серії (4А),

2 – виконання способу захисту: літера Н – виконання 1Р23, відсутність літери – виконання 1Р44;

3 – матеріал корпусу та щитів: А – корпус і щити алюмінієві, Х – корпус алюмінієвий, щити чавунні (або навпаки); відсутність літери – корпус і щити чавунні або сталеві;

4 – висота вісі обертання, мм (дві або три цифри);

5 – порівняльний розмір довжини корпусу: S - менший, М – середній, L - більший;

6 – порівняльна довжина осердя: А – менша, В – більша;

7 – кількість полюсів;

8 – кліматичне виконання (У – для помірного клімату).

Д.5. Технічні дані асинхронних короткозамкнених двигунів серії 4А

Таблиця Д.3.

типоразмер	P, кВт	η,%	cosφ	I,A	S _H	X _μ , Ом	Γ ₁ , Ом	X ₁ , Ом	r' ₂ Ом	x' ₂ Ом	$\frac{M}{\dot{I}} \frac{\partial}{\partial \dot{I}}$	$\frac{\dot{I}}{\dot{I}} \frac{\ddot{I}}{\dot{I}}$	$\frac{\dot{I}}{\dot{I}} \frac{\dot{I}_{\min}}{\dot{I}}$	S _{кр}	J, кг·м ²
Синхронна кутова швидкість 314 1/с															
4A 71B2Y3	1,1	77,5	0,87	2,5	0,063	249	11,6	4,81	6,41	7,48	2,2	2,0	1,5	0,390	0,0011
4A 80A2Y3	1,5	81,0	0,85	3,3	0,042	167	5,60	3,40	3,27	5,40	2,6	2,1	1,4	0,355	0,0018
4A 80B2Y3	2,2	83,0	0,87	4,6	0,043	129	3,62	2,38	2,34	4,15	2,6	2,1	1,4	0,380	0,0021
4A 90L2Y3	3,0	84,5	0,88	6,1	0,043	122	2,59	2,05	1,69	3,60	2,5	2,1	1,6	0,325	0,0035
4A 100S2Y3	4,0	86,5	0,89	7,9	0,033	95	1,51	1,54	1,01	2,77	2,5	2,0	1,6	0,280	0,0059
4A 100L2Y3	5,5	87,5	0,91	10,5	0,034	79,9	1,05	1,14	0,757	2,31	2,5	2,0	1,6	0,290	0,0075
4A 112M2Y3	7,5	87,5	0,88	14,8	0,025	55,2	0,686	0,865	0,417	2,09	2,8	2,0	1,8	0,170	0,010
4A 132M2Y3	11,6	88,0	0,90	21,0	0,023	43,9	0,418	0,638	0,261	1,25	2,8	1,7	1,5	0,190	0,023
4A 160S2Y3	15,0	88,0	0,91	28,4	0,021	31,0	0,403	0,713	0,171	0,930	2,2	1,4	1,0	0,120	0,048
4A 160M2Y3	18,5	88,5	0,92	34,4	0,021	28,8	0,313	0,588	0,141	0,767	2,2	1,4	1,0	0,125	0,053
4A 180S2Y3	22,0	88,5	0,91	41,4	0,019	19,1	0,207	0,483	0,106	0,585	2,5	1,4	1,1	0,125	0,070
4A 180M2Y3	30,0	90,5	0,90	55,8	0,018	15,0	0,118	0,288	0,071	0,434	2,5	1,4	1,1	0,125	0,085

4A 200M2Y3	37,0	90,0	0,89	70,0	0,019	12,9	0,091	0,295	0,066	0,377	2,5	1,4	1,0	0,115	0,150
4A 200L2Y3	45,0	91,0	0,90	83,3	0,018	12,95	0,071	0,233	0,053	0,344	2,5	1,4	1,0	0,115	0,170
Синхронна кутова швидкість 157 1/с															
4A 80A4Y3	1,1	75,0	0,81	2,74	0,054	136	9,62	6,25	5,45	9,62	2,2	2,0	1,6	0,340	0,0032
4A 80B4Y3	1,5	77,0	0,83	3,56	0,058	118	7,42	4,82	4,26	7,42	2,2	2,0	1,6	0,345	0,0033
4A 90L4Y3	2,2	80,0	0,83	5,0	0,051	92	4,29	3,33	2,63	5,70	2,4	2,1	1,6	0,330	0,0056
4A 100S4Y3	3,0	82,0	0,83	6,68	0,044	72,5	2,57	2,60	1,75	4,28	2,4	2,0	1,6	0,310	0,0087
4A 100L4Y3	4,0	84,0	0,84	8,60	0,046	61,5	1,72	2,02	1,36	3,59	2,4	2,0	1,6	0,315	0,011
4A 112M4Y3	5,5	85,5	0,85	11,5	0,036	53,7	1,23	1,50	0,787	2,49	2,2	2,0	1,6	0,250	0,017
4A 132S4Y3	7,5	87,5	0,86	15,1	0,029	43,7	0,699	1,24	0,481	1,89	3,0	2,2	1,7	0,195	0,028
4A 132M4Y3	11,0	87,5	0,87	21,9	0,028	32,1	0,432	0,854	0,321	1,31	3,0	2,2	1,7	0,195	0,040

Таблиця Д.3(продовження)

4A 160S4Y3	15,0	88,5	0,88	29,2	0,023	30,2	0,354	0,648	0,188	0,980	2,3	1,4	1,0	0,16	0,10
4A 160M4Y3	18,5	89,5	0,88	35,6	0,022	26,6	0,260	0,525	0,148	0,803	2,3	1,4	1,0	0,16	0,13
4A 180S4Y3	22,0	90,0	0,90	41,2	0,020	21,4	0,219	0,428	0,112	0,641	2,3	1,4	1,0	0,14	0,19
4A 180M4Y3	30,0	91,0	0,89	56,1	0,019	15,3	0,133	0,267	0,071	0,470	2,3	1,4	1,0	0,14	0,23
4A 200M4Y3	37,0	91,0	0,90	68,5	0,017	14,1	0,125	0,276	0,058	0,450	2,5	1,4	1,0	0,10	0,37

4A 200L4Y3	45,0	92,0	0,90	82,4	0,016	12,3	0,091	0,219	0,045	0,376	2,5	1,4	1,0	0,10	0,45
Синхронна кутова швидкість 104,7 1/с															
4A 80B6Y3	1.1	74,0	0,74	3,0	0,080	116	8,67	7,95	7,95	13,7	2,2	2,0	1,6	0,38	0,0046
4A 90L6Y3	1.5	75,0	0,74	4,1	0,064	96,7	5,91	5,91	4,73	11,3	2,2	2,0	1,7	0,31	0,0073
4A100L6Y3	2.2	81,0	0,73	5,6	0,051	74,1	3,51	4,29	2,61	8,20	2,2	2,0	1,6	0,25	0,013
4A 112MA6Y3	3.0	81,0	0,76	7,4	0,047	56,6	2,53	2,20	1,88	2,98	2,5	2,0	1,8	0,37	0,017
4A 112MB6Y3	4.0	82,0	0,81	9,1	0,051	48,2	1,86	1,76	1,49	2,64	2,5	2,0	1,8	0,38	0,021
4A 132S6Y3	5.5	85,0	0,80	12,3	0,033	34,1	1,20	1,29	0,736	1,97	2,5	2,0	1,8	0,36	0,04
4A 132M6Y3	7.5	85,5	0,81	16,4	0,032	28,2	0,804	0,939	0,536	1,47	2,5	2,0	1,8	0,26	0,06
4A 160S6Y3	11.0	86,0	0,86	22,5	0,027	29,3	0,713	1,070	0,293	1,46	2,0	1,2	1,0	0,15	0,14
4A 160M6Y3	15.0	87,5	0,87	29,9	0,026	22,1	0,457	0,737	0,206	1,18	2,0	1,2	1,0	0,14	0,18
4A 180M6Y3	18.5	88,0	0,87	36,6	0,024	17,4	0,337	0,661	0,156	0,781	2,0	1,2	1,0	0,135	0,22
4A 200M6Y3	22.0	90,0	0,90	41,2	0,023	21,9	0,267	0,588	0,128	0,748	2,4	1,3	1,0	0,135	0,40
4A 200L6Y3	30.0	90,5	0,90	55,8	0,021	14,6	0,181	0,473	0,087	0,512	2,4	1,3	1,0	0,135	0,45
Синхронна кутова швидкість 78,5 1/с															
4A 90LB8Y3	1,1	70,0	0,68	3,5	0,070	88,0	8,17	9,42	6,91	18,8	1,9	1,6	1,4	0,27	0,009
4A 100L8Y3	1,5	74,0	0,65	4,7	0,070	69,8	5,12	7,44	4,33	14,9	1,9	1,6	1,3	0,27	0,013
4A 112MA8 Y3	2,2	76,5	0,71	6,1	0,060	53,8	3,33	3,94	2,97	6,09	2,2	1,9	1,5	0,23	0,017
4A 112MB8 Y3	3,0	79,5	0,74	7,7	0,058	45,6	2,28	3,13	2,36	4,48	2,2	1,9	1,5	0,35	0,025

4A 132S8Y3	4,0	83,0	0,70	10,4	0,061	33,7	1,43	2,11	1,22	3,59	2,6	1,9	1,7	0,36	0,042
4A 132M8Y3	5,5	83,0	0,74	13,6	0,041	29,2	1,14	1,78	0,989	3,08	2,6	1,9	1,7	0,25	0,057
4A 160S8Y3	7,5	86,0	0,75	17,6	0,025	25,0	0,936	1,75	0,250	2,25	2,2	1,4	1,0	0,14	0,14
4A 160M8Y3	11,0	87,0	0,75	25,5	0,025	17,2	0,568	1,12	0,267	1,55	2,2	1,4	1,0	0,15	0,18
4A 180M8Y3	15,0	87,0	0,82	31,9	0,026	16,6	0,442	0,898	0,207	1,17	2,0	1,2	1,0	0,13	0,25
4A 200M8Y3	18,5	88,5	0,84	37,7	0,023	15,2	0,333	0,759	0,152	0,934	2,2	1,2	1,1	0,13	0,40
4A 200L8Y3	22,0	88,5	0,84	44,8	0,027	15,2	0,304	0,687	0,142	0,883	2,0	1,2	1,1	0,13	0,45

СПИСОК РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Вешеневский С.Н. Характеристики двигателей в электроприводе. – М. – Л.: Энергия, 1977. – 432 с.
2. Гарнов В.К., Рабинович В.Б., Вишневецкий Л.М. Унифицированные системы управления электроприводом в металлургии. – М.: Металлургия, 1971. – 216 с.
3. Гейлер Л.Б. Основы электропривода. – Мн.: Вышэйш. шк., 1972. – 608 с.
4. Зеленов А.Б. Теория электропривода. Часть 1: Учебн. пособие. – Алчевск, ДонТТУ, 2005. – 394 с. // Часть 2, 2005. – 513 с.
5. Ключев В.И. Теория электропривода: Учеб. для вузов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1998. – 704 с.
6. Ковчин С.А., Сабинин Ю.А. Основы электропривода. – С.Пб.: Энергоатомиздат, 1994. – 496 с.
7. Ковач К.П., Рац Н. Переходные процессы в машинах переменного тока. – М. – Л.: Госэнергоиздат, 1963. – 744 с.
8. Москаленко В.В. Автоматизированный электропривод. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 416 с.
9. Попович М.Г., Ковальчук О.В. Теорія автоматичного керування: Підручник. – К.: Либідь, 1997. – 544 с.
10. Піцан Р., Бардачевский В., Бойчук Б. Збірник задач до курсу “Електропривод”. – Львів, Видавництво “Львівська політехніка”, 1999. – 426 с.
11. Теорія електропривода: Підручник / М.Г. Попович, М.Г. Борисюк, В.А. Гаврилюк та ін.; За ред. М.Г. Поповича. – К.: Вища шк., 1993. – 494 с.
12. Теория автоматического управления / Под ред. акад. А.А. Воронова. – М.: Высш. шк., 1986. – 368 с.
13. Чиликин М.Г., Ключев В.И., Сандлер А.С. Теория автоматизированного электропривода. – М.: Энергия, 1979. – 616 с.
14. Чиликин М.Г., Сандлер А.С. Общий курс электропривода. – М.: Энергоиздат, 1981. – 576 с.
15. Справочник по автоматизированному электроприводу / Под ред. В.А. Елисеева и А.В. Шинянского. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 616 с.
16. Фишбейн В.Г. Расчет систем подчиненного регулирования вентильного электропривода постоянного тока. – М.: Энергия, 1972. – 136 с.
17. Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводи: Навч. посібник / М.Г. Попович, О.Ю. Лозинський, В.Б. Клепиков та ін.; За ред. М.Г. Поповича, О.Ю. Лозинського. – К.: Либідь, 2005. – 680 с.

Навчальне видання

Колб Антон Андрійович
Колб Андрій Антонович

ТЕОРІЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ

Навчальний посібник

Верстка

Підписано до друку 1.02.11. Формат 60х84/16.
Папір офсет. Ризографія. Ум. друк. Арк.. 33,3.
Обл.-вид. арк. 40,3. Тираж 300 прим. Зам. №

Підготовлено до друку та віддруковано
у Державному вищому навчальному закладі
„Національний гірничий університет”.
Свідоцтво про внесення до Державного реєстру ДК № 1842.

49027, Дніпропетровськ, просп. К. Маркса, 19.