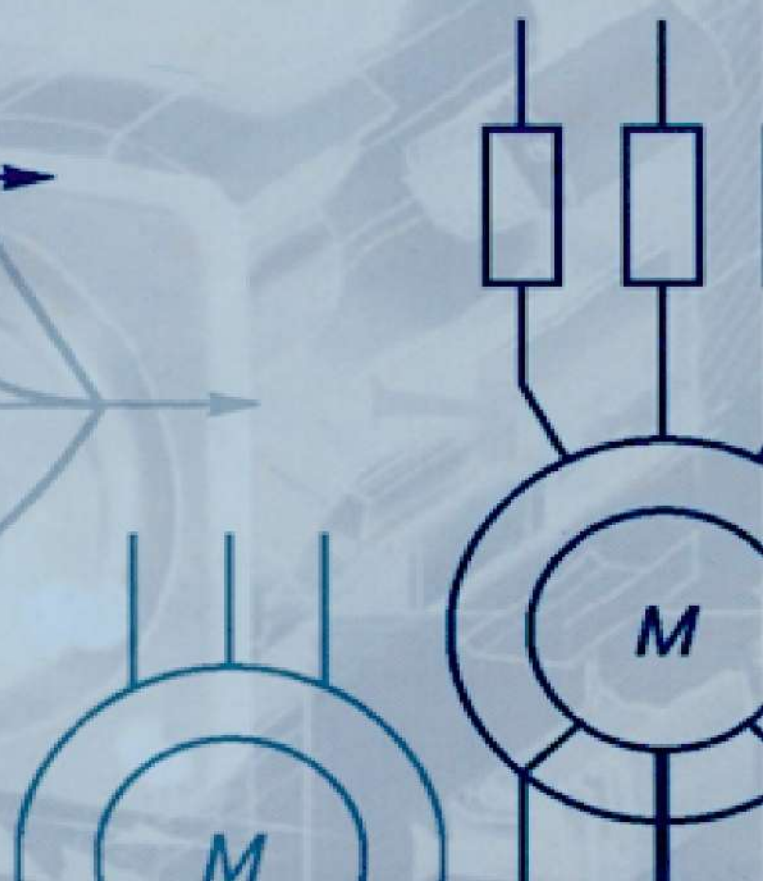
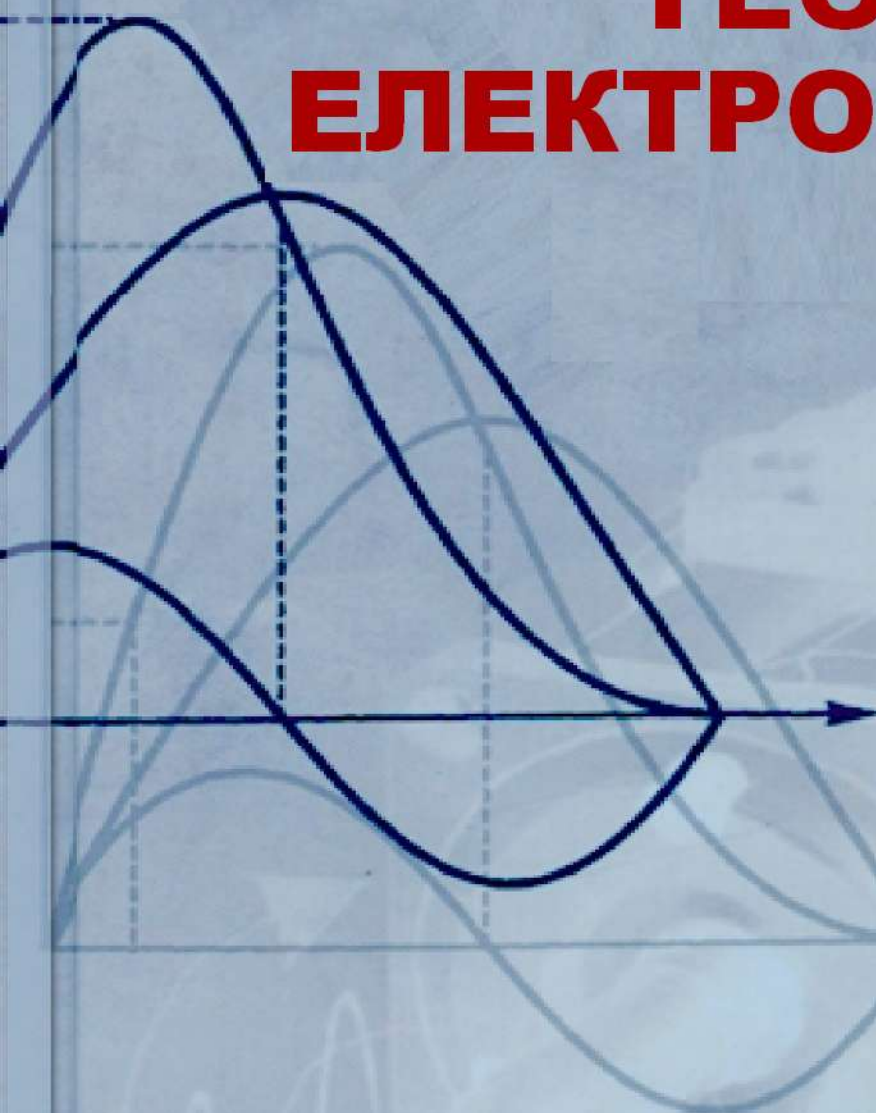


О.В. Донець, В.І. Колотило

# ТЕОРІЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДА



О.В. Донець, В.І. Колотіло

# ТЕОРІЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДА



Конспект лекцій

*(для студентів усіх форм навчання освітнього рівня «магістр»  
за спеціальністю «Електроенергетика, електротехніка та  
електромеханіка»)*

Харків  
ХНУМГ ім. О. М. Бекетова  
2021

**Донець О. В.** Теорія електропривода : конспект лекцій (для студентів усіх форм навчання за спеціальністю 141 – Електроенергетика, електротехніка, електромеханіка) / В. І. Колотіло, О. В. Донець ; Харків. нац. ун-т міськ. госп-ва ім. О. М. Бекетова. – Харків : ХНУМГ ім. О. М. Бекетова, 2021. – 148 с.

Автори :

канд. техн. наук, доц. каф. ЕТ О. В. Донець,  
канд. техн. наук, каф. ЕТ В. І. Колотіло

Рецензент

**М. Ф. Смирний**, доктор технічних наук, професор кафедри електричного транспорту Харківського національного університету міського господарства імені О. М. Бекетова

*Рекомендовано кафедрою електричного транспорту, протокол № 3 від 23.10.2019.*

Лекції складено з метою допомоги студентам електротранспортних, електротехнічних, електромашинобудівних спеціальностей усіх форм навчання під час підготовки до занять, складання екзамену з курсу «Теорія електроприводу».

© О. В. Донець, В. І. Колотіло, 2021

© ХНУМГ ім. О. М. Бекетова, 2021

## ЗМІСТ

ВСТУП.....	6
I ОСНОВНІ ПОНЯТТЯ.....	7
1.1 Загальні відомості.....	7
1.2 Структура електропривода та його різновиди.....	9
1.3 Класифікація електропривода.....	11
1.4 Історія розвитку електропривода.....	13
1.5 Основні напрями розвитку сучасного електропривода.....	14
1.6 Питання для самоконтролю.....	16
II МЕХАНІКА ЕЛЕКТРОПРИВОДА.....	17
2.1 Рівняння руху електроприводу і його види.....	18
2.2 Розрахункові схеми механічної частини електроприводу. Одномасова система.....	20
2.3 Визначення приведенного моменту інерції $J$ .....	21
2.4 Визначення приведенного моменту навантаження $M_c$ .....	22
2.5 Багатомасова система електропривода.....	23
2.6 Усталений рух електроприводу і його стійкість.....	26
2.7 Динамічні навантаження електропривода.....	27
2.8 Визначення умови усталеного руху.....	29
2.9 Неусталений рух електропривода при постійному динамічному моменті.....	30
2.10 Неусталений рух при лінійних механічних характеристиках двигуна і виконавчого органу.....	32
2.11 Неусталений рух при довільному динамічному моменті.....	33
2.12 Питання для самоконтролю.....	35
III ЕЛЕКТРОПРИВОД ПОСТІЙНОГО СТРУМУ.....	36
3.1 Структури електроприводу при регулюванні координат.....	36
3.2 Регулювання швидкості ЕП.....	37
3.3 Регулювання моменту і струму.....	40
3.4 Регулювання положення.....	42
3.5 Схема включення двигуна постійного струму незалежного збудження.....	43
3.6 Енергетичні режими роботи двигуна постійного струму незалежного збудження.....	47

3.7 Регулювання швидкості ДПС НЗ за допомогою резисторів в колі якоря.....	49
3.8 Регулювання струму і моменту при пуску, гальмуванні і реверсі.....	51
3.9 Регулювання швидкості ДПС НЗ зміною магнітного потоку.....	54
3.10 Регулювання координат електроприводу з ДПС НЗ зміною напруги якоря. Система «перетворювач – двигун».....	57
3.11 Система «генератор – двигун» (Г–Д).....	58
3.12 Система «тиристорний перетворювач - двигун».....	59
3.13 Схема включення двигуна постійного струму послідовного збудження.....	63
3.14 Регулювання швидкості ДПС ПЗ зміною магнітного потоку, напруги і шунтуванням резистором якоря.....	67
3.15 Гальмування електроприводу з ДПС ПЗ.....	70
3.16 Властивості і характеристики електроприводу з ДПС ЗЗ.....	73
3.17 Питання для самоконтролю.....	74
 IV АСИНХРОННИЙ ЕЛЕКТРОПРИВОД.....	 76
4.1 Математичний опис процесів електромеханічного перетворення енергії в асинхронному двигуні.....	76
4.2 Природні електромеханічна і механічна характеристики АД.....	83
4.3 Енергетичні режими роботи асинхронного двигуна.....	87
4.4 Регулювання координат асинхронного двигуна за допомогою резисторів.....	90
4.5 Регулювання координат ЕП з АД зміною напруги.....	93
4.6 Регулювання швидкості АД зміною частоти.....	96
4.6.1 Схема включення АД і характеристики.....	96
4.6.2 Принцип дії перетворювача частоти.....	98
4.6.3 Широтно-імпульсна модуляція.....	108
4.7 Розімкнута система регулювання швидкості з обмеженням моменту.....	110
4.8 Система частотного керування замкнута за швидкістю.....	113
4.9 Гальмування асинхронного електропривода.....	114
4.10 Питання для самоконтролю.....	121
 V ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНІ ВЛАСТИВОСТІ СИНХРОННИХ ДВИГУНІВ.....	 122

5.1 Математичний опис процесів електромеханічного перетворення енергії в синхронному двигуні.....	122
5.2 Характеристик синхронного двигуна.....	123
5.3 Кроковий режим роботи синхронного двигуна.....	125
5.4 Питання для самоконтролю.....	129
<b>VI ЕНЕРГЕТИКА ЕЛЕКТРОПРИВОДА.....</b>	<b>130</b>
6.1 Енергозбереження засобами електроприводу.....	130
6.2 Загальні положення.....	131
6.3 Оцінка енергетичної ефективності при неоднонаправлених потоках енергії.....	133
6.4 Втрати в сталих режимах.....	134
6.5 Втрати в перехідних режимах.....	137
6.6 Перевірка двигунів по нагріву.....	140
6.6.1 Перевірка двигунів по нагріву в тривалому режимі.....	142
6.6.2 Перевірка двигунів по нагріву в повторно-короткочасному режимі.....	143
6.7 Питання для самоконтролю.....	146
Список джерел.....	147

## ВСТУП

Людство у сфері своєї діяльності застосовує величезну кількість різноманітних приладів, машин і механізмів (робочих машин РМ), які за рахунок механічної енергії, що підводиться, і руху їх виконавчих органів (ВО) здійснюють різні технологічні процеси і операції.

Для отримання механічної енергії використовуються різні види енергії: мускульна енергія людини і тварин, енергія пари і газів, енергія води і вітру, електрична енергія.

Технічний пристрій, що забезпечує отримання механічної енергії з інших видів і її передачу виконавчому органу робочої машини (ВОРМ), названий приводом.

Залежно від виду використовуваної енергії розрізняють: ручний, гідравлічний, пневматичний, тепловий, електричний приводи.

Предметом нашого розгляду є електричний привід – електропривод.

Курс “Теорія електропривода” вивчається всіма студентами, що вибрали напрям “Електромеханіка”.

Мета курсу, що складається з лекцій, практичних занять, лабораторних робіт, та виконання розрахунково-графічної роботи – дати студентам уявлення про сучасний електропривод, про його фізичні основи, принципи управління, енергетику, а також навчити студентів вирішувати завдання, що постійно виникають на практиці.

У лекційному курсі викладені питання сучасного електроприводу постійного і змінного струму. Розглянута механіка електроприводу, регулювання координат, питання динаміки розімкнених і замкнутих електромеханічних систем. При викладі питань частотного регулювання координат асинхронного електроприводу використовується принцип орієнтування по полю двигуна і векторних системах частотного регулювання координат асинхронного електроприводу. Освітлені питання енергетики і надійності регульованого електроприводу.

Сучасними автоматизованими електроприводами є складні динамічні системи, що включають різні лінійні і нелінійні елементи, що забезпечують в своїй взаємодії статичні і динамічні характеристики.

Розвиток електроприводу засновується на підвищенні економічності і надійності за рахунок подальшого вдосконалення електродвигунів, апаратів, перетворювачів, аналогових і цифрових засобів управління. На сьогоднішній день прогресивним напрямом в цьому процесі є застосування мікропроцесорів і керуючих мікропроцесорних пристроїв, що дозволяють істотно розширити функціональні можливості автоматизованого електроприводу і покращити його технічні і економічні характеристики.

# І ОСНОВНІ ПОНЯТТЯ

## 1.1 Загальні відомості

Сучасне виробництво характеризується великим різноманіттям технологічних процесів. Для їх здійснення людиною створені тисячі різноманітних машин і механізмів: обробка матеріалів і виробів здійснюється на верстатах, прокатних станах, пресах виконавчими органами яких є механізми подачі, валки, гвинти, штампи і так далі.

Робоча машина (або виробничий механізм) складається з безліч взаємозв'язаних деталей і вузлів, один з яких безпосередньо виконує заданий технологічний процес або операцію, і тому називається виконавчим органом (ВО).

Характерне для багатьох робочих машин є наявність не одного, а двох або навіть декількох взаємодіючих виконавчих органів.

*Наприклад*, для обробки деталі на токарному верстаті вона приводиться в обертання навколо своєї осі, а різець при цьому переміщається уздовж деталі і знімає з неї шар металу (стружку).

Перший виконавчий орган – шпиндель верстата, здійснює обертання деталі;

Другий виконавчий орган – механізм подачі верстата, поступально переміщає різець.

Здійснюючи механічний рух, виконавчий орган виконує задану технологічну операцію – обертає деталь, переміщає інструмент.

Швидкість обертання деталі і переміщення різця повинні регулюватися залежно від властивостей її матеріалу, виду обробки, стійкості різця і так далі.

Регулювання швидкості руху вимагають більшість виконавчих органів. Для виконання технологічної операції виконавчий орган робочої машини повинен здійснювати механічний рух з необхідною швидкістю і долати при цьому силу опору.

Для здійснення виконавчим органом технологічної операції до нього має бути підведена певна механічна енергія від пристрою, який отримав назву приводу.

Привід виробляє механічну енергію, перетворюючи її з інших видів енергії.

Залежно від виду використовуваної енергії розрізняють:

– Гідравлічний. У гідроприводі використовується енергія рідини (масла), що перебуває в стиснутому стані і приводить у дію гідродвигун, який діє на рушійні елементи установки. Гідропривод має переваги у тих випадках, коли необхідно отримати значні зусилля (моменти) при малих розмірах пристроїв.

– Пневматичний. Пневмопривод використовує енергію стиснутого повітря. Застосовується у вибухонебезпечних середовищах, наприклад шахтах, особливо небезпечних за газом, де не дозволяється використання електричної енергії, на різних шляхових автономних пневмоустановках. Основними його недоліками є також відносно низький ККД та труднощі передачі пневматичної енергії.

– Тепловий. Ґрунтується на використанні двигунів внутрішнього згоряння – карбюраторних, дизельних. Широко розповсюджений на транспорті та в різних автономних установках для добування електричної енергії. Його основні переваги: автономність, мобільність, достатня надійність, відсутність громіздких магістралей для транспортування енергоносія. Основні недоліки: відносно низький ККД і забруднення навколишнього середовища.

– Електричний привод. Основний вид привода, сфери використання якого постійно розширюються. Його основні переваги: високий ККД, надійність, компактність, можливість передачі електричної енергії на значні відстані, простота автоматизації. Широко використовується не тільки в промисловості, а також на електричному транспорті.

Настільки широке розповсюдження електроприводу обумовлене особливостями електричної енергії – можливістю передавати її на будь-які відстані, постійною готовністю до використання, легкістю перетворення на будь-які інші види енергії.

Сьогодні в приладових системах використовуються електроприводи, потужність яких складає одиниці мікроват; потужність електроприводу компресора на станції, що перекачує газ, – десятки мегават, тобто діапазон сучасних електроприводів по потужності перевищує  $10^{12}$ . Такого ж порядку і діапазон по частоті обертання: у установці, де витягуються кристали напівпровідників, вал двигуна повинен робити 1 оборот в декілька десятків годин при дуже жорстких вимогах до рівномірності руху; частота обертання шліфувального круга в сучасному хорошому верстаті може досягати 150 000 об/хв.

Сучасний електропривод практично не має обмежень: від штучного серця до крокуючого екскаватора, від вентилятора до антени радіотелескопу, від пральної машини до гнучкої виробничої системи. Саме ця особливість – щонайтісніша взаємодія з технологічною сферою – надавала і надає на електропривод могутній стимулюючий вплив. Безперервно зростаючі вимоги з боку технологічних установок визначають розвиток електроприводу, вдосконалення його елементарної бази, його методології.

На сьогоднішній день практично у всіх областях найбільш широке застосування має електричний привід (ЕП), який споживає більше 70 % електроенергії, що виробляється в країні.

***Електропривод** – електромеханічна система, що полягає в загальному випадку з взаємодіючих електричних, електромеханічних і механічних перетворювачів, керуючих пристроїв і інформаційними системами, призначеними для приведення в рух виконавчих органів робочої машини і управління цим рухом в цілях здійснення технологічного процесу.*

## 1.2 Структура електропривода та його різновиди

Електропривод (ЕП) включає ряд електротехнічних, електронних і механічних пристроїв, внаслідок чого він є електромеханічною системою (рис. 1).

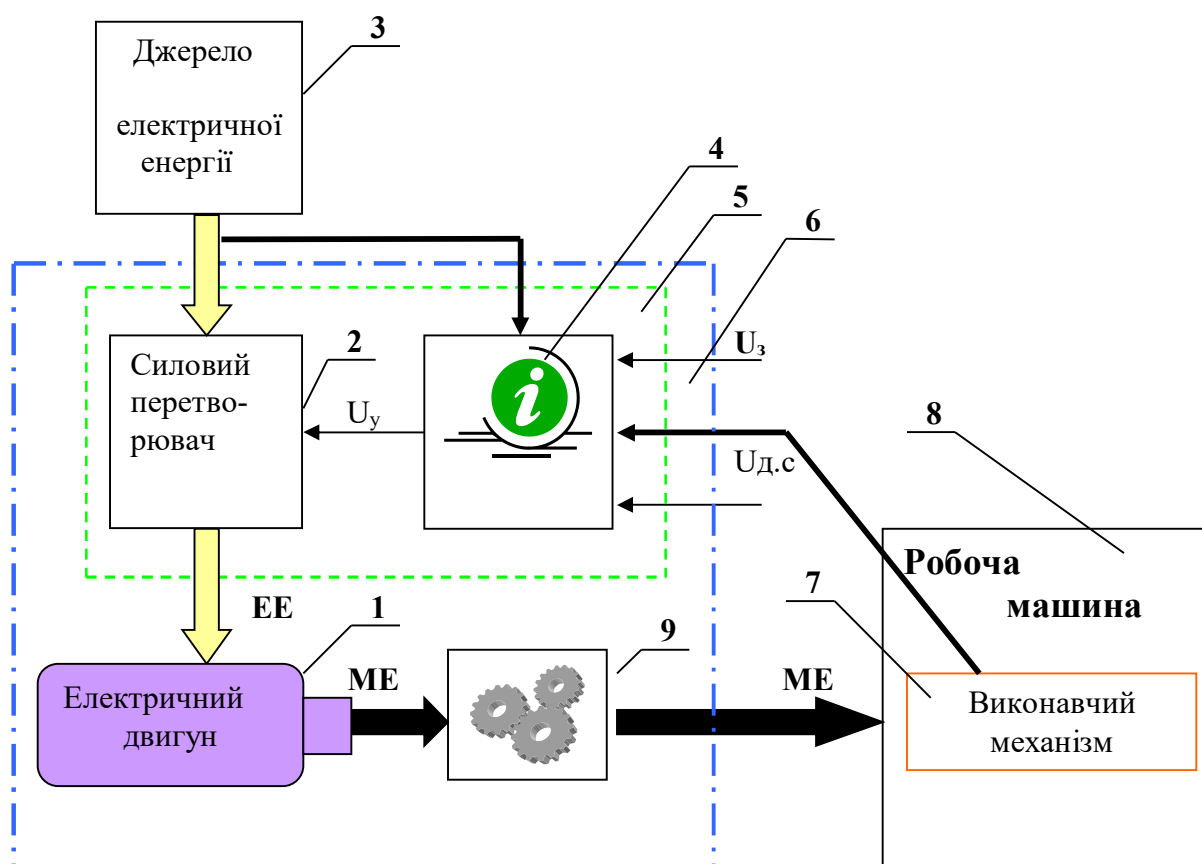


Рисунок 1 – Структурна схема електропривода

Основним елементом будь-якого електроприводу 6 є електричний двигун 1, який виробляє механічну енергію (МЕ) за рахунок споживаної електричної енергії (ЕЕ), будучи електромеханічним перетворювачем енергії.

Від електродвигуна механічна енергія через передавальний пристрій 9 (механічне, гідравлічне, електромагнітне) подається на виконавський орган 7 робочої машини 8, за рахунок чого він здійснює механічний рух. Функція передавального пристрою полягає в узгодженні руху електродвигуна і виконавського органу 7.

Прогресивним напрямом розвитку ЕП є безпосереднє з'єднання електродвигуна з виконавським органом, що дозволяє підвищити техніко-економічні показники роботи комплексу «електропривод – робоча машина».

Електрична енергія споживається ЕП від джерела 3 електроенергії. Для отримання електроенергії потрібних для електродвигуна параметрів і управління потоком цієї енергії, що необхідне для управління рухом виконавчого органу, між двигуном і джерелом електроенергії включається силовий перетворювач 2.

Управління перетворювачем 2 здійснюється від малопотужного блоку 4 управління за допомогою сигналу управління  $U_u$ , який в загальному випадку формується з сигналу  $U_z$ , задаючого характер руху виконавчого органу, і ряду додаткових сигналів  $U_{дс}$ , що дають інформацію про реалізацію технологічного процесу робочої машини і характер руху виконавчого органу, роботу окремих вузлів ЕП, виникненні аварійних ситуацій і так далі

Сигнал завдання  $U_z$ , електропривод отримує від зовнішньої по відношенню до нього системи управління більш високого рівня, наприклад автоматизованої системи управління технологічним процесом (АСУ ТП).

Додаткові сигнали  $U_{дс}$ , поступають на пристрій управління від різних датчиків, які на рисунку 1.1 не показані. Перетворювач 2 разом з блоком 4 управління утворюють систему 5 керування.

В електроприводі найбільш характерним є використання наступних типів:

- електродвигунів: постійного струму незалежного, послідовного і змішаного збудження, асинхронних, синхронних, постійного і змінного струму;
- механічних передавальних пристроїв: циліндрових, черв'ячних і планетарних редукторів, передач гвинт-гайка, ланцюгова і ремінна, гідро- і електромагнітних муфт;
- силових перетворювачів: керованих випрямлячів, інверторів струму і напруги, регуляторів частоти і напруги і імпульсних регуляторів напруги;
- блоків управління: кнопок управління, реле, логічних елементів, регуляторів, підсилювачів, мікропроцесорів і МІНІ ЕОМ, що управляють.

### 1.3 Класифікація електропривода

Електропривод може бути класифікований: по характеристиці руху; по кількості використовуваних двигунів; по вигляду силового перетворювача.

1. По характеристиці руху розрізняють ЕП обертального і поступального руху, при цьому швидкість виконавчого органу може бути регульованою, а само рух – безперервним або дискретним, однонаправленим, двонаправленим (реверсивним) або вібраційним (зворотно-поступальним).

2. По кількості використовуваних двигунів електропривод розрізняють на:

- а) груповий;
- б) індивідуальний;
- в) взаємозв'язаний.

*Груповим електроприводом називається електропривод, при якому від одного електричного двигуна приводяться у рух декілька робочих машин або декілька виконавчих механізмів однієї машини.*

Головною особливістю групового електроприводу є неможливість управління технологічним процесом за допомогою системи керування електроприводом. При цьому пуск у рух та зупинка окремих машин і механізмів, регулювання їх робочої швидкості, обмеження механічних перевантажень і тому подібне можуть здійснюватися лише з допомогою спеціальних механічних пристроїв – керованих муфт, коробок передач і фрикціонів.

Груповий електропривод підприємств і цехів був порівняно швидко витиснений досконалішим груповим електроприводом окремих машин і зараз практично не застосовується. Машини з груповим електроприводом до недавнього часу мали широке розповсюдження, особливо в металообробній, текстильній, харчовій і інших галузях промисловості. Було створено багато машин-автоматів, в яких, точні просторові переміщення різних взаємодіючих механізмів забезпечувались дією управляючих кулачків, спеціальних механічних перетворювальних пристроїв, а електропривод виконував лише функцію приведення в рух робочих органів машини.

Складна кінематика таких машин, необхідність великих витрат на їх індивідуальне проектування і високі вимоги до точності виготовлення безпосередньо визначаються недоліками групового електроприводу їх механізмів. Зростання одиничної потужності технологічних установок, необхідність автоматизації робочих процесів машин і технологічних ліній, прагнення до спрощення кінематичних ланцюгів машин і ряд інших факторів призвели до заміни групового електропривода індивідуальним.

**Індивідуальним електроприводом називається** електропривод при якому кожен виконавчий механізм машини приводиться в рух окремим електричним двигуном.

У розвитку електроприводу перехід до індивідуального електроприводу означає якісний стрибок, оскільки при цьому, крім функції перетворення енергії, на електричний привід покладається важлива функція управління технологічним процесом механізму, що приводиться в рух. Електричний привід органічно зливається з виконавчим механізмом, що приводиться в рух, в єдину електромеханічну систему, від фізичних властивостей якої залежать продуктивність, динамічні навантаження, точність виконання технологічних операцій і ряд інших показників. Відкриваються широкі можливості для формування шляхом дії на систему управління електроприводом заданих законів руху робочих органів машин, здійснення зв'язаного автоматичного управління механізмами, що взаємодіють в технологічному процесі, оптимізації їх роботи по тих або інших критеріях.

Сучасний електропривод є індивідуальним автоматизованим електроприводом. Це означає, що він завжди містить в своєму складі систему автоматичного управління, яка в простих випадках здійснює пуск, відключення двигуна і його захист, а в складніших управляє технологічним процесом механізму, що приводиться в рух. Вказані особливості автоматизованого електроприводу визначають характерну тенденцію в розвитку сучасного машинобудування – спрощення кінематичних ланцюгів машин при ускладненні і вдосконаленні систем управління їх електроприводами.

**Взаємозв'язаним електроприводом** є два або декілька електрично або механічно зв'язаних між собою індивідуальних ЕП, що працюють спільно на один або декілька виконавчих органів.

Якщо двигуни зв'язані між собою механічно і працюють на загальний вал, то такий взаємозв'язаний ЕП називається багаторуховим, а якщо двигуни зв'язані електричними колами такий взаємозв'язаний ЕП називається електричним валом.

3. По вигляду силового перетворювача ЕП відрізняється великим різноманіттям. Якщо як ознаку узяти характер перетворення напруги джерела електроенергії, то можна виділити чотири види силових перетворювачів:

- а) керовані і некеровані випрямлячі – які перетворюють напругу змінного струму в напругу постійного (випрямленого) струму;
- б) інвертори – що виконують зворотне перетворення;
- в) перетворювачі частоти і напруги змінного струму – змінюють параметри напруги змінного струму;
- г) імпульсні перетворювачі напруги постійного струму з різним видом модуляції вихідної напруги постійного струму.

## 1.4 Історія розвитку електропривода

В середині 19 століття вже існували хімічні джерела електричної енергії – гальванічні батареї постійного струму, електрика використовувалася дуже обмежено, в основному, для освітлення.

У 1831 р. М. Фарадей відкрив явище електромагнітної індукції, яке стало основою створення принципово нового пристрою, – електричної машини. Перші електричні машини (постійного струму) з'явилися вже в 1832-33 роках.

Історію ЕП зазвичай починають відлічувати з розробки російським академіком В. С. Якобі першого двигуна постійного струму обертального руху. Установка цього двигуна на невеликий катер, який в 1838р. зробив випробувальні рейси на річці Неві, являє собою перший приклад реалізації ЕП.

Цей двигун потужністю близько 500 Вт був використаний для електроприводу гребного гвинта невеликого катера. Джерелом електроенергії служила гальванічна батарея.

Перша наукова праця по теорії електроприводу – стаття російського інженера Д. А. Лачинова «Електромеханічна робота», опублікована в 1880 р. в журналі «Електрика».

У другій половині 19 століття удосконалювалася конструкція електричної машини постійного струму. До кінця століття вона встановилася і принципово не змінювалася до теперішнього часу.

У 1889-91 роках російським інженером М. О. Доліво-Добровольським розроблена система трифазного змінного струму, створений асинхронний електродвигун.

Подальше створення синхронного генератора змінного струму вирішило проблему ефективного виробництва електричної енергії.

Винахід трансформатора вирішив проблему перетворення, передачі і розподілу електричної енергії змінного струму.

Таким чином, до кінця 19 – початку 20 століть було створено передумови для розвитку і широкого використання електроприводу.

На зміну 19 століття – століття пари, прийшов 20-те – століття електрики.

Знаменна подія в історії електроприводу – пуск першого трамвая з електроприводом в 1892 р. в м. Києві.

Проте через відсутність економічних джерел електроенергії постійного струму ЕП не знайшов широкого застосування у сфері виробництва. Основним видом приводу ще довгий час залишався тепловий привід.

До 1890р. частка потужності електродвигунів в промисловому виробництві складала 5 % потужностей всіх двигунів, то до 1927р. ця цифра зросла до 75 %, а в даний час складає 98 %.

В даний час в промисловому виробництві практично 100 % механічній енергії для роботи машин і механізмів виходить з електричної за рахунок застосування електроприводів: насоси і вентилятори, компресори, оброблювальні верстати, прокатні стани, підйомно-транспортні механізми, електричний транспорт і ін. Широко застосовується електропривод в побутовій і медичній техніці: електрокавомолки, міксери, електробритви, електродрилі, бормашини, роботи-маніпулятори та ін.

### **1.5 Основні напрями розвитку сучасного електропривода**

Індивідуальний автоматизований електропривод в даний час отримав широке застосування у всіх сферах життя і діяльності суспільства – від сфери промислового виробництва до сфери побуту. Завдяки розглянутим вище особливостям вдосконалення технічних показників електроприводів у всіх сферах застосування є основою технічного прогресу.

Широта застосування визначає виключно великий діапазон потужностей електроприводів (від доль вата до десятків тисяч кіловат) і значну різноманітність їх виконання. Унікальні по продуктивності промислові установки – прокатні стани в металургійній промисловості, шахтні підйомні машини і екскаватори в гірничодобувній промисловості, могутні будівельні і монтажні крани, протяжні високошвидкісні конвеєрні установки, металоріжучі верстати і багато інших – обладнали електричними приводами, потужність яких складає сотні і тисячі кіловат. Перетворювальними пристроями таких електроприводів є генератори постійного струму, тиристорні перетворювачі і транзисторні з виходом на постійному струмі, тиристорні перетворювачі частоти відповідної потужності. Вони забезпечують широкі можливості регулювання потоку електричної енергії, що поступає в двигун, в цілях управління рухом електроприводу і технологічним процесом механізму, що приводиться в рух. Управляючі пристрої, як правило, побудовані на основі використання мікроелектроніки і у багатьох випадках включають мікропроцесорне управління.

Аналогічною системою управління забезпечуються і електроприводи малої потужності, прикладом яких можуть служити електроприводи механізмів спеціальних точних верстатів і механізмів роботів і маніпуляторів.

Важливим сучасним напрямком вдосконалення електроприводів є розробка без редукторних електроприводів, в яких робочий орган самого об'єкта є рухомим елементом електродвигуна. В деяких випадках при поступальному русі робочого органу модифікацією такого електропривода може бути електропривод з лінійним електродвигуном.

Специфічні вимоги щодо електропривода ставить розвиток робототехніки. Основною з них у даній сфері є необхідність розробки високомоментних мало інерційних, регульованих електроприводів невеликої потужності. Поява гнучких автоматизованих виробництв, у свою чергу, потребує розробки високоефективних, надійних мікропроцесорних електромеханічних систем. Необхідність підвищення надійності і економічності автоматизованих електроприводів поряд з більш жорсткими вимогами щодо якості їх виготовлення ставить завдання розробки принципово нових технічних рішень. Прикладом цього може бути використання кріогенного охолодження двигунів потужних електроприводів, принципів надпровідності при розробці нових типів електродвигунів та електричної апаратури.

Важливе технічне значення має розробка уніфікованих блочних систем керування, які дають змогу спростити діагностику, підвищити експлуатаційну надійність електроприводу. Особливо актуальною є необхідність підвищення надійності та техніко-економічних показників електроприводів, вдосконалення їх елементної бази, поліпшення якості роботи електромеханічних систем керування, широкого використання в автоматизованому електроприводі засобів обчислювальної техніки і мікропроцесорного керування.

На сьогодні к основним напрямкам розвитку ЕП відносяться:

- а) розробка і випуск комплектних регульованих ЕП мікропроцесорного управління;
- б) підвищення експлуатаційної надійності і поліпшення енергетичних показників;
- в) розширення сфери застосування регульованого асинхронного ЕП.

## 1.6 Питання для самоконтролю

1. Які основні пристрої входять до складу електропривода?
2. Перерахуйте основні види електроприводів?
3. У чому полягають переваги і недоліки основних видів електроприводів?
4. Перерахуйте основні етапи розвитку електропривода.
5. Які сучасні тенденції в розвитку електропривода є найважливішими?
6. У чому полягають основні завдання теорії електропривода?
7. Які функції виконує електропривод у системах автоматичного керування?
8. Назвіть основні етапи розвитку елементної бази електропривода.
9. Які координати (змінні) електропривода регулюються при управлінні рухом виконавчого органа?
10. Якими шляхами може здійснитися регулювання координат електропривода?
11. Якими показниками оцінюється регулювання швидкості?
12. З якою метою, та за рахунок чого може регулюватися момент електродвигуна?
13. За якими обставинами виникає необхідність регулювання (обмеження) струму двигуна?
14. У чому сутність регулювання положення електропривода?
15. За якими структурами будується електропривод?
16. Які принципи побудови замкнутих електроприводів ви знаєте?

## II МЕХАНІКА ЕЛЕКТРОПРИВОДА

Електричний привод перетворює електричну енергію на механічну і передає її робочому органу машини, який, в свою чергу, перетворює механічну енергію на роботу, пов'язану з переміщенням матеріалів або виробів. Для виконання цієї роботи у кожному циклі роботи електропривода відбувається: розгін, рух із установленою швидкістю, зменшення швидкості, або зупинка, якщо встановлений шлях переміщення закінчився.

Ймовірно, що час, який затрачається на розгін, гальмування, зміну напрямку руху, значно впливає на продуктивність механізмів і машин, особливо тих, у яких ці процеси переважають. Основними факторами, від яких залежить рух електропривода, є складність кінематичних кіл, маси, що рухаються, рушійні, гальмівні сили і моменти.

Механічна частина електропривода – це сполучення тієї частини двигуна, що обертається (якір ДПС або ротор АД), і передавального механізму. Якір (або ротор) електричної машини є джерелом (або споживачем у гальмівному режимі) механічної енергії. Він обертається в заданому напрямку з необхідною швидкістю  $\omega$  і створює рушійний або гальмівний момент.

Із механічною частиною електропривода безпосередньо зв'язані частини виконавчого органа робочої машини, які рухаються, і є об'єктом керування. Хоч ці частини і не входять до механічної частини електропривода, при математичному описі їх маси (моменти інерції) вводять у рівняння механічної частини електропривода, умовно розглядаючи їх як єдине ціле з механічними елементами електропривода.

Під час передачі енергії від вала двигуна до виконавчого органа за допомогою передавального механізму (редуктору) відбувається зміна обертального руху на поступальний. Якщо рух електродвигуна і виконавчого органа робочої машини за принципом один і той самий (обертальний або поступальний), а необхідна зміна швидкості виконавчого органа досягається зміною швидкості електродвигуна, то передавальний механізм відсутній.

Передавальним механізмом можуть бути циліндричні і черв'ячні редуктори, планетарна передача, гвинт – гайка, кривошипно-шатунна, рейкова, ремінна і ланцюгова передача.

Виконавчий орган робочої машини найчастіше є споживачем механічної енергії, яку він перетворює на корисну роботу, але він може бути і джерелом механічної енергії, наприклад при опусканні вантажу. Виконавчим органом робочої машини може бути шпиндель токарного або свердлильного верстата, робочі валки прокатних станів, рухома частина конвеєра, ківш екскаватора, крильчатка насосів, кабіна ліфта, гвинт теплохода, ходовий візок електровоза тощо.

Механічна частина електромеханічної системи включає всі зв'язані рухомі маси: двигуна, передавального пристрою і виконавчого механізму машини. До якоря двигуна при швидкості  $\omega$  з прикладеним електромагнітним моментом  $M$ , під дією якого механічна частина приводиться в рух і на робочому органі машини здійснюється передбачена технологією механічна робота.

Графічно механічна частина подається як кінематична схема, яка показує механічні зв'язки мас, що рухаються. Незважаючи на різноманітність кінематичних схем, вони мають загальні особливості, зумовлені обмеженою кількістю елементів, з яких вони складаються.

## 2.1 Рівняння руху електроприводу і його види

У механічному русі беруть участь рухома частина електродвигуна (ротор або якорь), елементи механічного передавального пристрою і виконавський орган. Сукупність цих елементів називають кінематичною схемою або механічною частиною ЕП.

Рух будь-якого елемента механічної частини ЕП підкоряється законам механіки.

### Поступальний рух:

$$\sum F = m \frac{dv}{dt} + v \frac{dm}{dt}; \quad (2.1)$$

де  $\sum F$  – сума сил що діють на елемент, Н;

$m$  – маса, кг;

$t$  – час, с;

$v$  – швидкість, м/с.

Параметри поступального руху:

1. Сила  $F$ , Н;

2. Шлях (лінійне переміщення)  $x$ , м;

3. Лінійна швидкість  $v = \frac{dx}{dt}$ , м/с;

4. Лінійне прискорення  $a = \frac{dv}{dt} = \frac{d^2x}{dt^2}$ , м/с<sup>2</sup>.

Енергія та потужність поступального руху:

1. Енергія:  $W_{ном} = \int_0^t Fv dt$ , Дж;

2. Потужність:  $P_{ном} = \frac{dW_{ном}}{dt} = F \cdot v$ , Вт.

### Обертальний рух:

$$\sum M = J \frac{d\omega}{dt} + \omega \frac{dJ}{dt}; \quad (2.2)$$

де  $\sum M$  – сума моментів що діють на елемент;

$J$  – момент інерції елемента,  $\text{кгм}^2$ ;

$\omega$  – кутова швидкість,  $\text{рад/с}$ ;

Параметри обертального руху

1. Момент (момент сили)  $M$ ,  $\text{Нм}$ ;

2. Кут (кутове переміщення)  $\varphi$ ,  $\text{рад}$ ;

3. Кутова швидкість  $\omega = \frac{d\varphi}{dt}$ ,  $\text{рад/с}$ ;

4. Кутове прискорення  $\varepsilon = \frac{d\omega}{dt} = \frac{d^2\varphi}{dt^2}$ ,  $\text{рад/с}^2$ .

Енергія та потужність обертального руху:

1. Енергія (робота):  $W_{об} = A = \int_0^t M\omega dt$ , Дж;

2. Потужність:  $P_{сп} = \frac{dW_{об}}{dt} = M \cdot \omega$ , Вт.

В більшості випадків маса і момент інерції елементів при русі не змінюються, їх похідні виявляються рівними нулю і рівняння (2.1) і (2.2) спрощуються:

$$\sum F = m dv / dt = ma \quad (2.3)$$

де  $a$  – прискорення при поступальному русі.

$$a = dv / dt; \quad (2.4)$$

$$\sum M = J d\omega / dt = J\varepsilon \quad (2.5)$$

де  $\varepsilon$  – прискорення при обертальному русі:

$$\varepsilon = d\omega / dt. \quad (2.6)$$

Рівняння (2.3) і (2.5) відображають закон механіки: прискорення руху механічного елемента (тіла) пропорційне сумі алгебри сил (моментів), що діють на нього, і обернено пропорційно до його маси (моменту інерції).

**Сталий рух:** якщо  $dv / dt = d\omega / dt = 0$ , то

$$\sum F = 0; \quad \sum M = 0. \quad (2.5)$$

Тобто елемент рухатиметься з незмінною швидкістю, якщо сума сил або моментів, до нього прикладених, дорівнюватиме нулю.

**Рух з прискоренням:**

$$\sum F > 0 \quad \sum M > 0 \quad (2.6)$$

**Рух з уповільненням:**

$$\sum F < 0 \quad \sum M < 0 \quad (2.7)$$

## 2.2 Розрахункові схеми механічної частини електроприводу.

### Одномасова система

При розгляді режимів роботи електроприводу всі моменти і зусилля, як правило, приводяться до валу двигуна.

На валу двигуна діють два моменти:

а) обертальний момент двигуна  $M$  або  $M_{дв}$ ,

б) момент опору механізму  $M_c$ .

Кожен з цих моментів може бути рушійним або гальмуючим.

Результуючий момент двох моментів  $M$  і  $M_c$  називається динамічним моментом  $M_{дин}$ :

$$M_{дин} = M + M_c$$

де  $M$  і  $M_c$  – алгебраїчні величини, їх знаки визначаються режимом руху.

Момент  $M_{дин}$  визначає динаміку приводу.

Момент  $M$  двигуна в руховому режимі (рис. 2.1) направлений згідно обертанню:

$\omega$  і  $M$  збігаються

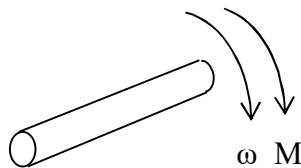


Рисунок 2.1 – Момент  $M$  двигуна в руховому режимі

Момент  $M$  двигуна в генераторному режимі (гальмівному) (рис. 2.2)

направлений зустрічно обертанню:

$\omega$  і  $M$  направлені зустрічно

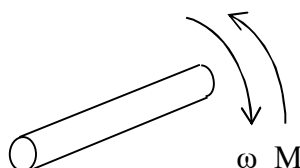


Рисунок 2.2 – Момент  $M$  двигуна в генераторному режимі

Елементи створюючи механічну частину електроприводу, зв'язані між собою і надають тим самим один на одного відповідну дію. Тому, аналізуючи механічний рух того або іншого елементу, необхідно враховувати вплив на нього інших елементів кінематичної схеми ЕП. Це досягається перерахунком рівнянь (2.1) – (2.4.) сил, моментів, мас і моментів інерції до елементу, рух якого розглядається.

Такий розрахунок в теорії ЕП отримав назву операції приведення, а самі перераховані змінні і параметри – приведеними.

**Приклад:** Механічна частина ЕП підйомної лебідки (рис.2.3):

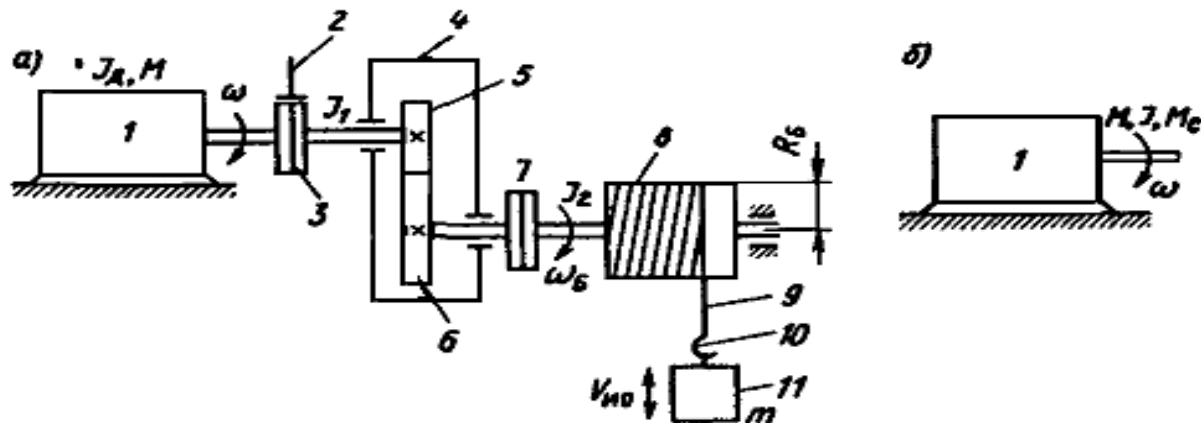


Рисунок 2.3 – Кінематична схема підйомної лебідки – а), б) – її розрахункова схема

Електродвигун 1 обертального руху з моментом  $J_d$  інерції через одноступінчатий редуктор 4 з парою шестерень 5 і 6 приводить в обертання з кутовою швидкістю  $\omega_B$  барабан 8 підйомної лебідки, який за допомогою троса 9 і крюка 10 піднімає (або опускає) з лінійною швидкістю  $v_{\text{вик}}$  грузу 11 масою  $m$ . На схемі показані також сполучні механічні муфти 3 і 7, перша з яких служить шківом для механічного гальма 2.

Прийmemo допущення, що всі елементи кінематичної схеми є абсолютно жорсткими і між ними відсутні зазори.

Зазвичай елемент до якого виконують приведення вибирають двигун, що є джерелом механічного руху. Реальна схема (рис. 2.3, а), замінюється розрахунковою схемою (рис. 2.3, б), а решта елементів схеми представлена приведеними моментом навантаження  $M_c$  і моментом інерції  $J$ .

### 2.3 Визначення приведенного моменту інерції $J$

Запишемо вирази кінетичній енергії елементів в реальній і розрахунковій схемах і прирівняємо їх один одному:

$$J\omega^2 / 2 = J_d\omega^2 / 2 + J_1\omega^2 / 2 + J_2\omega_B^2 / 2 + mv_{\text{но}}^2 / 2 \quad (2.8)$$

де  $J_1$  – сумарний момент інерції елементів, що обертаються з швидкістю  $\omega$  (окрім двигуна),

$J_2$  – момент елементів, що обертаються з швидкістю  $\omega_B$ .

Умножаючи обидві частини виразу (2.8) на  $2/\omega$ , отримаємо:

$$J = J_d + J_1 + J_2(\omega_B / \omega)^2 + m(v_{HO} / \omega)^2 \quad (2.9)$$

Відношення  $\omega / \omega_B = z_2 / z_1 = i$  ( $z_1$  і  $z_2$  – відповідно число зубців шестерень 5 і 6) є передавальним співвідношенням редуктора.

Відношенням  $v_{HO} / \omega = \rho = \omega_B R_B / \omega = R_B / i$  є так званий радіус приведення кінематичної схеми між виконавчим органом (крюком 10) і валом двигуна.

З урахуванням цього остаточно отримуємо:

$$J = J_d + J_1 + J_2 / i^2 + m\rho^2 \quad (2.10)$$

З (2.10) витікає загальне правило: для розрахунку  $J$  слід моменти інерції елементів, що обертаються, розділити на квадрат передавального числа кінематичної схеми між цими елементами і валом двигуна, а маси поступально рухомих елементів помножити на квадрат радіусу приведення і отримані результати розрахунку скласти з моментами інерції двигуна і елементів, що обертаються з його швидкістю.

## 2.4 Визначення приведенного моменту навантаження $M_c$

При підйомі вантажу до виконавчого органу від ЕП має бути підведена механічна потужність:

$$P_{BM} = F_{BO} v_{BO} = mgv_{BO}, \quad (2.11)$$

де  $g$  – прискорення сили тяжіння,

$F_{BO}$  – зусилля розвиваємо виконавчим органом.

Враховуючи за допомогою ККД втрати потужності в кінематичному колі запишемо баланс потужності навантаження ЕП в реальній і розрахунковій схемах:

$$M_c = mgv_{BO} / (\eta \cdot \omega) = F_{BO} \rho / \eta \quad (2.12)$$

де  $\eta$  – результуючий ККД кінематичної схеми ЕП.

У даному прикладі,

$$\eta = \eta_P \cdot \eta_B \quad (2.13)$$

де  $\eta_P$  – коефіцієнт корисної дії редуктора;  
 $\eta_B$  – коефіцієнт корисної дії барабана.

Поділивши обидві частини (2.13) на  $\omega$ , знайдемо:

$$M_C = \frac{mgv_{BO}}{(\eta \cdot \omega)} = \frac{F_{BO}\rho}{\eta}. \quad (2.14)$$

Якщо виконавчий орган здійснює не поступальних, а обертальний рух, то:

$$M_C \omega = M_{BO} \omega_{BO} / \eta, \quad (2.15)$$

де  $M_{BO}$  – момент навантаження;

$\omega_{BO}$  – швидкість виконавчого органу.

Приведений момент навантаження:

$$M_C = \frac{M_{BO}}{(\eta \cdot i)}. \quad (2.16)$$

При спуску вантажу його енергія, що зменшується, передається до двигуна, частково витрачаючись на подолання втрат в кінематичній схемі. Через це до двигуна поступає менша кількість енергії і розрахункові формули  $M_C$  набувають вигляду:

$$M_C = F_{BO} \rho \eta, \quad (2.17)$$

а при обертальному русі

$$M_C = \frac{M_{BO} \eta}{i}. \quad (2.18)$$

Приведений момент навантаження  $M_C$  називають статичним моментом або моментом опору.

## 2.5 Багатомасова система електропривода

Реальні кінематичні схеми ЕП містять пружні елементи (елементи кінцевої жорсткості), між якими можуть існувати зазори. Так, наприклад, в схемі (рис. 2.3, а) таким пружним елементом є трос, на якому підвішується вантаж. При значній протяжності до пружних елементів мають бути віднесені сполучні вали. Зазори в цій схемі можуть існувати в сполучних муфтах, а також в шестерному зачепленні і підшипниках.

Наявність пружних елементів і зазорів ускладнюють розрахункову схему механічної частини ЕП, перетворюючи її на багатомасову.

Так, якщо враховується пружність одного елемента і зазори при цьому не враховуються, то виконання операції приведення дозволяє представити

механічну частину ЕП у вигляді так званої двохмасової розрахункової схеми, показаної на рисунку 2.4.

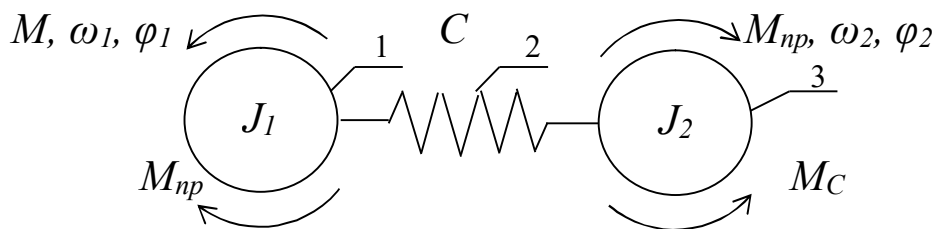


Рисунок 2.4 – Двомасова розрахункова схема

У цій схемі пружний елемент 2 з коефіцієнтом жорсткості  $C$  з'єднує дві маси 1 і 3 з моментами інерції  $J_1$  і  $J_2$ . Перша з мас, яка включає масу рухомої частини двигуна і жорстко пов'язаних з ним елементів кінематичної схеми, обертається з швидкістю  $\omega_1$ , а інша маса, яка включає до себе масу виконавчого органу і жорстко пов'язаних з ним елементів, - із швидкістю  $\omega_2$ . До першої маси прикладений момент двигуна  $M$  і пружний момент  $M_{np}$ , а до другий – пружний момент навантаження  $M_C$ . Рух двомасової системи описується сукупністю наступних рівнянь:

$$M - M_{np} = J_1 \frac{d\omega_1}{dt}; \quad (2.19)$$

$$M_{np} - M_C = J_2 \frac{d\omega_2}{dt}; \quad (2.20)$$

$$M_{np} = C (\varphi_1 - \varphi_2), \quad (2.21)$$

де  $\varphi_1, \varphi_2$  – кути повороту відповідно першої та другої мас.

Коефіцієнт жорсткості  $C$ , що входить в (2.21), визначається матеріалом і геометричними розмірами пружного елемента. Приведення коефіцієнта жорсткості до валу двигуна здійснюється по формулах:

$$C = C_1 \rho^2, \quad (2.22)$$

де  $C_1$  коефіцієнт жорсткості пружного стержню, Н/м.

$$C = \frac{C_2}{i^2}, \quad (2.23)$$

де  $C_2$  коефіцієнт жорсткості пружного валу, Н·м.

При паралельному з'єднанні декількох пружних елементів з різними коефіцієнтами жорсткості еквівалентна жорсткість  $C_{екв}$  визначається по формулі:

$$C_{екв} = C_1 + C_2 + C_3 + \dots, \quad (2.24)$$

а при паралельному з'єднанні:

$$\frac{1}{C_{екв}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \dots \quad (2.25)$$

При обліку пружності два або більш пружних елементів розрахункова схема виходить відповідно трьохмасовій, чотирьохмасовій і так далі

Багатомасові розрахункові системи отримують і у тому випадку, коли необхідно взяти до уваги зазори в кінематичній схемі ЕП.

На рис. 2.5 наведено приклад розгляду реальної кінематичної розрахункової та приведених схем простого безредукторного електропривода вентилятора.

На рисунку позначені:

$D$  – двигун,  $B1-B2$  – вали,  $MC$  – муфта,  $BO$  – колесо вентилятора;

$M$  – момент двигуна;

$Mc$  – момент навантаження;

$M_{np} = Mc$  – момент навантаження приведений.

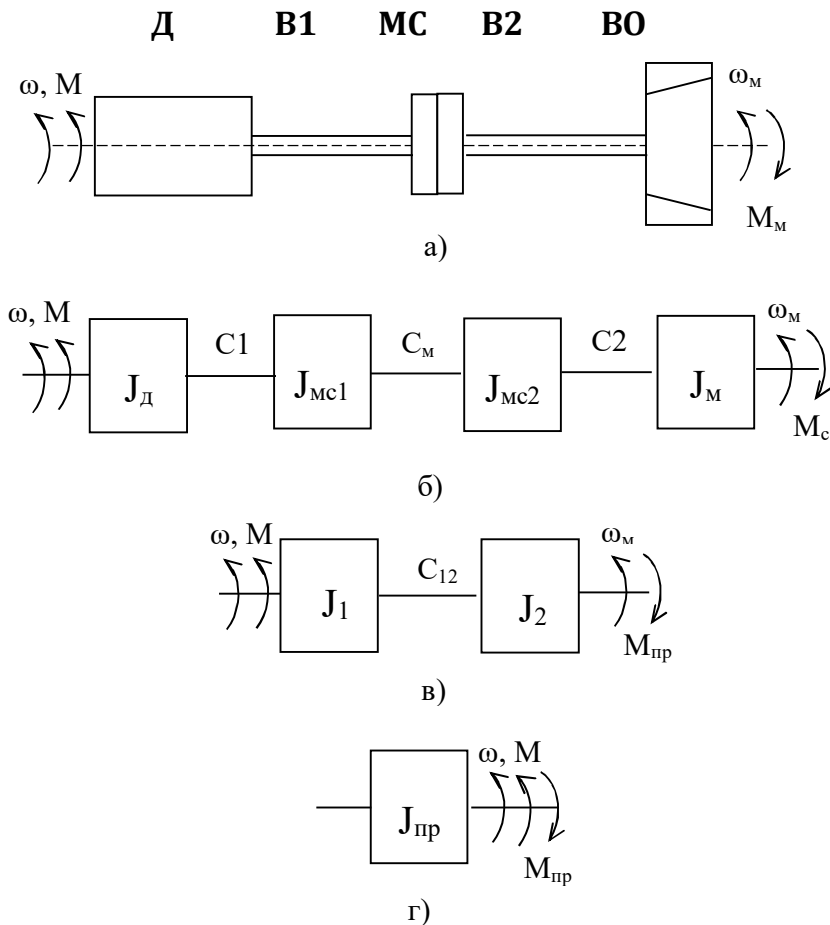


Рисунок 2.5 – Кінематична (а), розрахункова (б), приведена розрахункова двомасова (в), приведена розрахункова одномасова (г) схеми електропривода

## 2.6 Усталений рух електроприводу і його стійкість

Система, складовою частиною якої є автоматизований електропривод, може знаходитись в одному з двох режимів: усталеному, або перехідному. Умови усталеного і перехідного режимів визначаються рівняннями руху (2.19 – 2.21).

Умовою усталеного обертального руху системи ЕП, механічна частина якого зводиться до жорсткої механічної ланки, є рівність моменту двигуна і приведенного моменту навантаження:

$$M = M_c$$

Ці моменти в загальному випадку залежать від швидкості.

Механічною характеристикою двигуна називається залежність його швидкості від моменту, що розвивається  $\omega(M)$  або зусилля  $\nu(F)$ .

Розрізняють природну і штучну характеристики двигунів.

Природна характеристика двигуна (вона у нього єдина) відповідає основній (паспортній) схемі його включення і номінальним параметрам напруги живлення. На природній характеристиці розташовується точка номінального (паспортного) режиму двигуна з координатами  $\omega_{ном}$ ,  $M_{ном}$  (рис. 2.6).

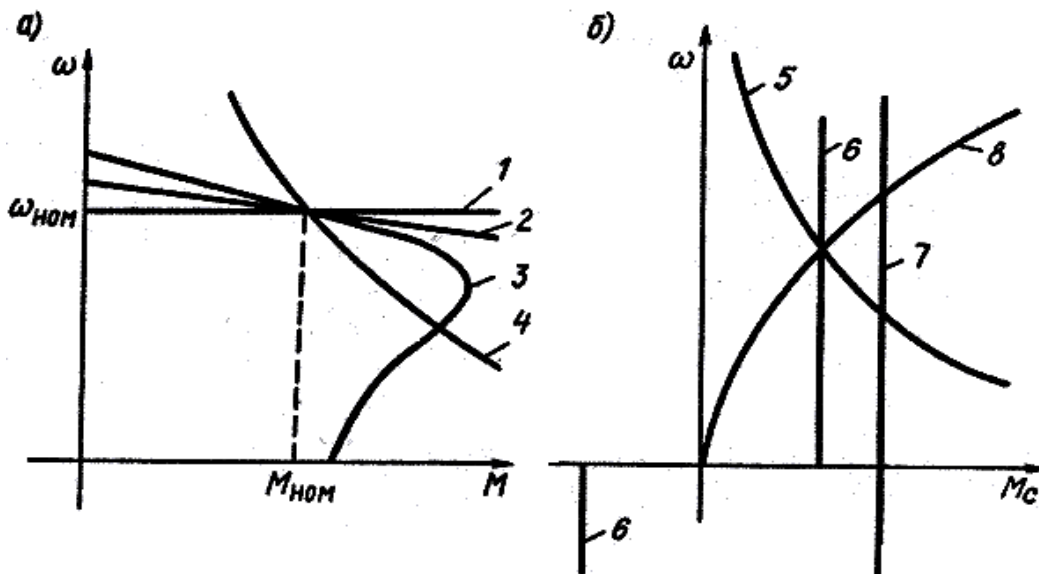


Рисунок 2.6 – Механічні характеристики двигунів (а) і виконавчих органів (б)

- де
- 1 – синхронного двигуна;
  - 2 – двигуна постійного струму з незалежним збудженням;
  - 3 – асинхронного двигуна;
  - 4 – двигуна постійного струму з послідовним збудженням;
  - 5 – механізму головного двигуна металообробного верстата;
  - 6 – транспортера, механізму подачі верстата;
  - 7 – підйомного механізму;
  - 8 – вентилятора, компресора і відцентрового насоса.

Якщо двигун включений не по основній схемі, або в його електричні кола включені будь-які додаткові електротехнічні елементи – резистори, конденсатори, або двигун живиться неномінальними параметрами, то двигун матиме штучні характеристики. Таких характеристик у двигуна може бути скільки завгодно багато. Оскільки ці характеристики отримують з метою регулювання змінних (координат) двигуна – струму, моменту, швидкості, положення, то вони іноді називаються регульовальними.

Механічною характеристикою виконавського органу (ВО) називається залежність швидкості його руху від зусилля  $v_{ио}(F_{ио})$  або моменту  $\omega_{ВО}(M_{ВО})$  на ньому. У результаті операції приведення ці характеристики перетворюються в залежності виду  $\omega(M_C)$ , де  $\omega$  – швидкість електродвигуна, а  $M_C$  – приведений до його валу момент навантаження.

По характеру дії моменти навантаження  $M_C$  діляться на активні і реактивні.

Активний момент має постійний, не залежний від швидкості напрям своєї дії. Такі моменти створюються так званими потенційними силами – силами при тяжіння землі, силами упругої деформації (характеристика – 7, рис. 2.6, б).

Реактивний момент створюється в основному силами тертя, завжди протидіючими руху і тому змінює свій знак із зміною напрямку руху (характеристика – 6, рис. 2.6, б).

Кількісно механічні характеристики двигуна і виконавчого органу оцінюються жорсткістю  $\beta$ :

$$\beta = dM / d\omega \approx \Delta M / \Delta \omega \quad (2.26)$$

Використовуючи цей показник можна оцінити характеристику рис. 2.6, б **1** – синхронного двигуна як абсолютно жорстку ( $\beta=\infty$ ), характеристику асинхронного двигуна **3** – як змінну жорсткість, характеристику вантажопідйомних механізмів **7** – як нульову жорсткість, що має ( $\beta=0$ ).

## 2.7 Динамічні навантаження електропривода

Динамічні навантаження в ЕП виникають у режимах розгону, гальмування, зміни швидкості. Динамічні навантаження викликають короточасні перевантаження двигуна, появу додаткових навантажень на механічну частину ЕП, що впливає на надійність і довговічність ЕП.

Якщо механічну частину ЕП представити у вигляді жорсткої ланки, то сумарне динамічне навантаження ЕП визначиться основним рівнянням руху

$$M_{дин} = J_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt} = M - M_C. \quad (2.27)$$

Динамічне навантаження чисельно дорівнює моменту на валі двигуна, який визначається в результаті дій  $M$  і  $M_C$ . Динамічний момент при збільшенні швидкості системи має гальмівний характер, у зв'язку з чим йому протидіє момент двигуна, а при зменшенні швидкості системи динамічний момент є рушійним моментом. Значення динамічного моменту визначається бажаною швидкістю протікання перехідного процесу, яке, в свою чергу, визначається прискоренням  $\varepsilon = \frac{d\omega}{dt}$ . Отже, знаючи максимально допустиму величину електромагнітного моменту електродвигуна і заданого статичного моменту, знаходимо допустиме (максимальне) значення прискорення:

$$\varepsilon_{\text{дін}} = \frac{\dot{I}_{\text{max}} - M_C}{J_{\Sigma}} \quad (2.28)$$

( $\varepsilon_{\text{дін}}$  тим менше, чим більше значення сумарного моменту інерції). Якщо розглядати систему як двома совами з пружними зв'язками, то динамічні навантаження передач і елементів кінематики можуть суттєво додатково збільшуватись при виникненні в системі пружних механічних коливань.

Динамічні навантаження механічного обладнання значною мірою збільшуються при появі у кінематиці зазорів (люфтів). Зазори виникають в результаті неточності виготовлення шестерень, устаткування муфт зчеплення, при провисанні тягових канатів підйомних механізмів тощо. Виникає при цьому явище – удар мас – розглядається в механіці як зіткнення двох мас, що рухаються з неоднаковими швидкостями. При поясненні явища удару мас виходять з того, що на початку руху кінематична ланка між двигуном і робочим органом розімкнута і статичний момент навантаження на валі двигуна відсутній. Тому

$$M = M_{\text{дин}} = J_1 \frac{d\omega_1}{dt} \quad (2.29)$$

і швидкість інтенсивно збільшується. Відбувається прискорене накопичення кінематичної енергії  $J_1 \omega_{\text{поч}}^2 / 2$ , яка в момент зникнення (вибору) зазору і початку руху другої маси призводить до удару мас і додаткових динамічних навантажень. Ці навантаження носять коливальний характер завдяки пружності системи.

Збільшення динамічного навантаження над середнім в наслідок пружності називається динамічним коефіцієнтом.

Наявність у механічній системі ЕП, в якій є зазор пружних елементів, призводить до зменшення динамічних навантажень. Зниження цих навантажень можливо досягти також за допомогою системи керування ЕП, яка повинна забезпечити зменшення до допустимого значення прискорення під час вибору зазору або провисання каната.

## 2.8 Визначення умови усталеного руху

Для перевірки умови усталеного руху в одному і тому ж квадранті поєднуються характеристики двигуна 1 і виконавчого органу 2 (рис. 2.7). Точка А перетин цих характеристик, в якій моменти двигуна і виконавчого органу рівні, і відповідає усталеному руху з швидкістю  $\omega_{уст}$ .

Залежно від виду механічних характеристик двигуна і виконавчого органу усталений рух може бути стійким або нестійким.

Під стійкістю розуміється властивість системи «двигун – виконавчий орган» підтримувати рух з швидкістю  $\omega_{уст}$  при можливих невеликих відхиленнях від неї.

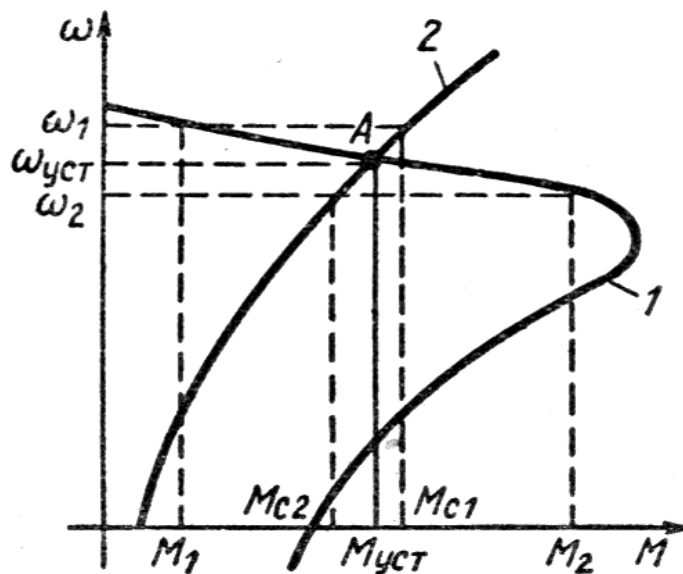


Рисунок 2.7 – Графіки для визначення швидкості усталеного руху і статичної стійкості роботи ЕП

Припустимо, що з якоїсь причини швидкість ЕП підвищилася до рівня  $\omega_1$ .

1. З'ясуємо, що відбуватиметься з швидкістю, якщо причина, що її викликала зникне.

З характеристик двигуна і виконавчого органу видно, що при швидкості  $\omega_1$  момент навантаження  $M_{c1}$  більше моменту двигуна  $M_1$ , ( $M_1 > M_{c2}$ ). Тоді в системі «двигун – виконавчий орган» діятиме негативний динамічний момент ( $d\omega/dt < 0$ ). Почнеться процес гальмування, який закінчиться при швидкості  $\omega_{уст}$ .

2. Розглянемо тепер положення, коли короточасне збурення викликало зниження швидкості до рівня  $\omega_2$ .

В цьому випадку  $M_2 > M_{c2}$  і під дією сили вже позитивного динамічного моменту швидкість почне зростати, поки не досягне рівня  $\omega_{уст}$ .

Таким чином, система «двигун – виконавчий орган» із зображеними на рисунку 2.7 механічними характеристиками володіє властивістю повертатися

до швидкості усталеного руху  $\omega_{уст}$  при можливих відхиленнях від неї, тобто рух в такій системі є стійким.

Висновок: рух буде стійкий при виконанні умови:

$$\beta - \beta_c < 0 \quad \text{или} \quad \beta < \beta_c \quad (2.30)$$

де  $\beta$  – жорсткість механічної характеристики двигуна;

$\beta_c$  – жорсткість механічної характеристики виконавчого органу.

## 2.9 Неусталений рух електроприводу при постійному динамічному моменті

Неусталений рух має місце, коли моменти двигуна і навантаження відрізняються один від одного,  $M \neq M_c$ . В цьому випадку динамічний момент не дорівнює нулю і відбувається збільшення швидкості або зниження швидкості двигуна. Прикладом такого руху в ЕП є, пуск, гальмування і реверс двигуна, а також його перехід з однієї швидкості на іншу.

Неусталений рух відповідає переходу ЕП із усталеного режиму з одними параметрами до усталеного руху з іншими параметрами (якщо рух є стійким). Тому неусталений рух називають перехідним процесом або перехідним режимом ЕП.

Метою розгляду неусталеного руху є отримання залежностей механічних змінних (координат) ЕП – моментів, швидкості і кута обертання вала двигуна від часу, тобто залежностей  $M(t)$ ,  $\omega(t)$  і  $\varphi(t)$ .

Ці залежності виходять вирішенням рівняння механічного руху:

$$\pm M \pm M_c = J d\omega / dt \quad (2.31)$$

де  $M$  – момент двигуна;

$M_c$  – момент опору;

$J$  – момент інерції.

А так само диференціального рівняння повороту, що зв'язує кут  $\varphi$  вала двигуна і його швидкість  $\omega$ .

Перехідні процеси неусталеного руху (рис. 2.8) можна розділити на три основні групи:

- з постійним динамічним моментом;
- з динамічним моментом, лінійно залежним від швидкості;
- з довільним динамічним моментом.

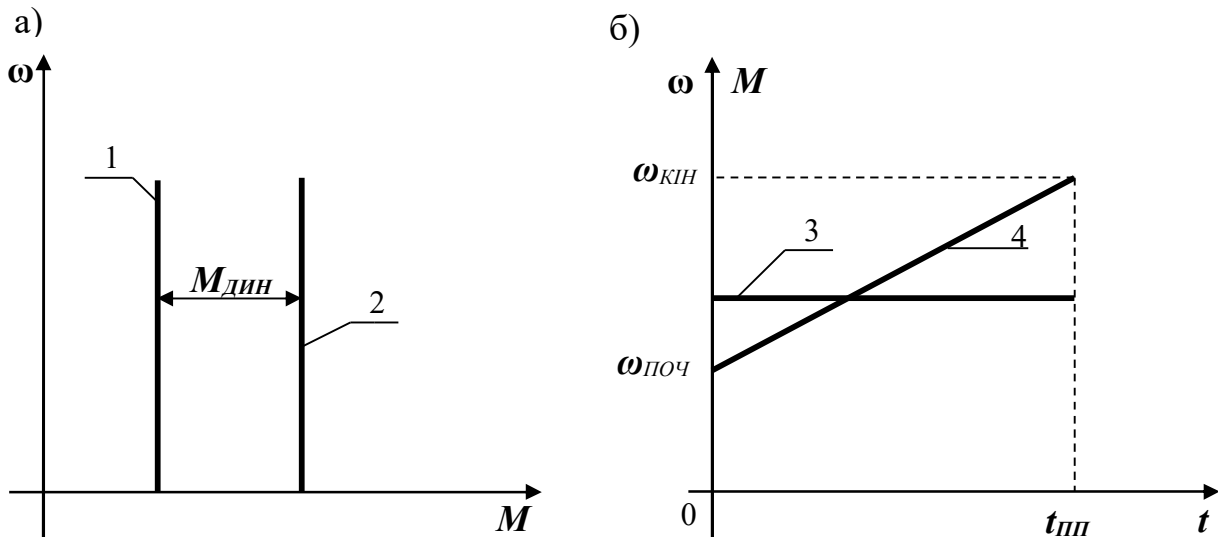


Рисунок 2.8 – Механічні характеристики двигуна і виконавчого органу а) і графіки перехідного процесу розгону ЕП б)

Механічні характеристики двигуна **2** і виконавчого органу **1**, при яких їх моменти незмінні і тим самим динамічний момент постійний і позитивний (рис. 2.8, а) ( $t_{nn}$  – час перехідного процесу).

Рівняння (2.31) в цьому випадку вирішується методом розділення змінних і його рішення має вигляд:

$$\omega = \left[ \frac{(M - M_c)}{J} \right] \cdot t + C. \quad (2.32)$$

Постійна інтегрування  $C$  знаходиться з початкових умов перехідного процесу: при  $t=0$   $\omega=\omega_{поч}$  і  $C=\omega_{поч}$ .

$$\omega = \left[ \frac{(M - M_c)}{J} \right] \cdot t + \omega_{поч} \quad (2.33)$$

Отримана формула показує, що в даному випадку швидкість  $\omega(t)$  лінійно залежить від часу:

при  $(M - M_c) > 0$  вона збільшується (рис. 2.8, б (графік 4)), а при  $(M - M_c) < 0$  швидкість знижується.

Момент двигуна від часу не залежить, тому залежність  $M(t)$  зображається горизонтальною лінією (рис. 2.8, б (графік 3)).

Час перехідного процесу  $t_{nn}$ , за який швидкість змінюється від деякого  $\omega_{поч}$  до кінцевого  $\omega_{кін}$  рівня, визначається:

$$t_{nn} = \frac{J \cdot (\omega_{кін} - \omega_{поч})}{(M - M_c)} \quad (2.34)$$

## 2.10 Неусталений рух при лінійних механічних характеристиках двигуна і виконавчого органу

При лінійних характеристиках двигуна і виконавчого органу динамічний момент також лінійно залежить від швидкості. Такі перехідні процеси характерні для ЕП з двигунами постійного струму незалежного збудження (рис. 2.9, а).

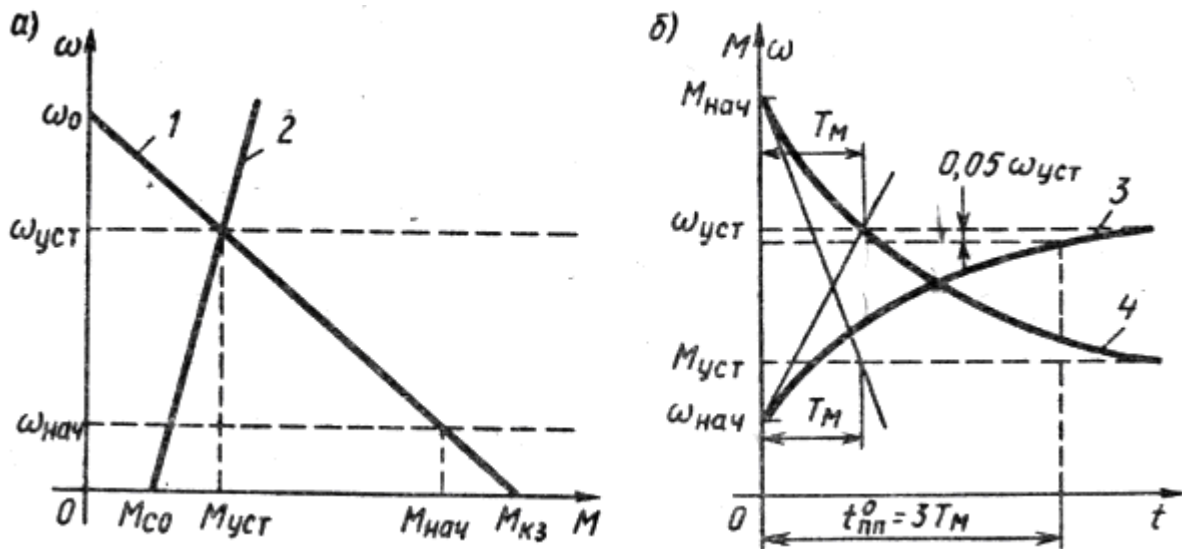


Рисунок 2.9 – Лінійні механічні характеристики двигуна і виконавчого органу (а) і графіки перехідного процесу розгону ЕП (б)

На (рис. 2.9, а) показані лінійні механічні характеристики 1 – двигуна, 2 – виконавського органу, побудовані по наступних алгебраїчних рівняннях:

$$\begin{aligned} M &= M_{кз} - \beta\omega; \\ M_c &= M_{co} + \beta_c\omega \end{aligned} \quad (2.36)$$

де  $M_{кз}$  – момент двигуна при нульовій швидкості;

$M_{co}$  – момент виконавчого органу при нульовій швидкості;

$\beta$  – жорсткість механічної характеристики двигуна;

$\beta_c$  – жорсткість механічної характеристики виконавчого органу.

Підставивши ці рівняння в рівняння 2.31, отримаємо:

$$M - M_c = M_{кз} - \beta\omega - M_{co} - \beta_c\omega = J \frac{d\omega}{dt} \quad (2.37)$$

Виконав математичні перетворення залежність  $\omega(t)$  набуває кінцевого виду:

$$\omega(t) = (\omega_{поч} - \omega_{уст})e^{-t/T_M} + \omega_{уст}. \quad (2.38)$$

Момент двигуна у функції часу:

$$M(t) = (M_{\text{поч}} - M_{\text{уст}})e^{-t/T_M} + M_{\text{уст}} \quad (2.39)$$

З краткого аналізу перехідних процесів розглядаємого прикладу з урахуванням отриманих виражень (2.38 і 2.39) слідує, що швидкість і момент змінюються у часі згідно експоненціальної функцією, характеризуємої постійною часу  $T_M$ .

На (рис. 2.9, б) показані криві перехідного процесу  $\omega(t)$  – 3 і  $M(t)$  – 4 при збільшенні швидкості двигуна від  $\omega_{\text{поч}}$  до  $\omega_{\text{уст}}$  відповідно (рис. 2.9, а), в чому відбивається зв'язок усталеного і перехідного руху ЕП.

Теоретично час досягнення сталого рівня швидкості або моменту (тобто час перехідного процесу) є нескінченно великим. У зв'язку з цим в технічних розрахунках оперують з так званим практичним часом перехідного процесу що приймається зазвичай рівним трьом постійним часу  $T_M$ , тобто  $t_{\text{пр}} = 3T_M$ . За цей інтервал часу швидкість досягає 95% свого усталеного значення.

$T_M$  – параметр має розмірність часу [с], має назву електромеханічною постійною часу.

$$T_M = J / \beta = J\omega_0 / M_{\text{кз}} \quad (2.40)$$

Кількісно  $T_M$  дорівнює часу розгону  $t_p$  двигуна в на холостому ходу ( $M_c=0$ ) з нерухомого стану ( $\omega_{\text{поч}}=0$ ) до швидкості ідеального холостого ходу  $\omega_{\text{кін}}=\omega_0$  під дією пускового моменту  $M_{\text{кз}}$ .

## 2.11 Неусталений рух при довільному динамічному моменті

Перехідні процеси цього вигляду відносяться до випадків, коли моменти двигуна і виконавчого органу є різними, у тому числі і нелінійними функціями швидкості, часу або положення. Основні труднощі набуття шуканих значень залежностей  $M(t)$   $\omega(t)$  пов'язані з інтегруванням рівняння руху, яке із-за безлічі можливих варіантів не мають єдиного універсального рішення.

Приклад рішення залежностей  $M(t)$   $\omega(t)$  чисельним інтегруванням рівняння руху (методом Ейлера).

На (рис. 2.10) зображені механічні характеристики двигуна 1 і виконавчого органу 2. Отримати залежності  $\omega(t)$  – 3 і  $M(t)$  – 4 при пуску двигуна, використовуючи чисельний метод Ейлера. Момент інерції ЕП рівний  $0,2 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$ .

Застосування чисельного методу пов'язане із заміною в рівнянні 2.31 диференціалів змінних на їх кінцеві прирости і його запису в наступному вигляді:

$$\Delta t = J\Delta\omega / (M - M_c) \quad (2.41)$$

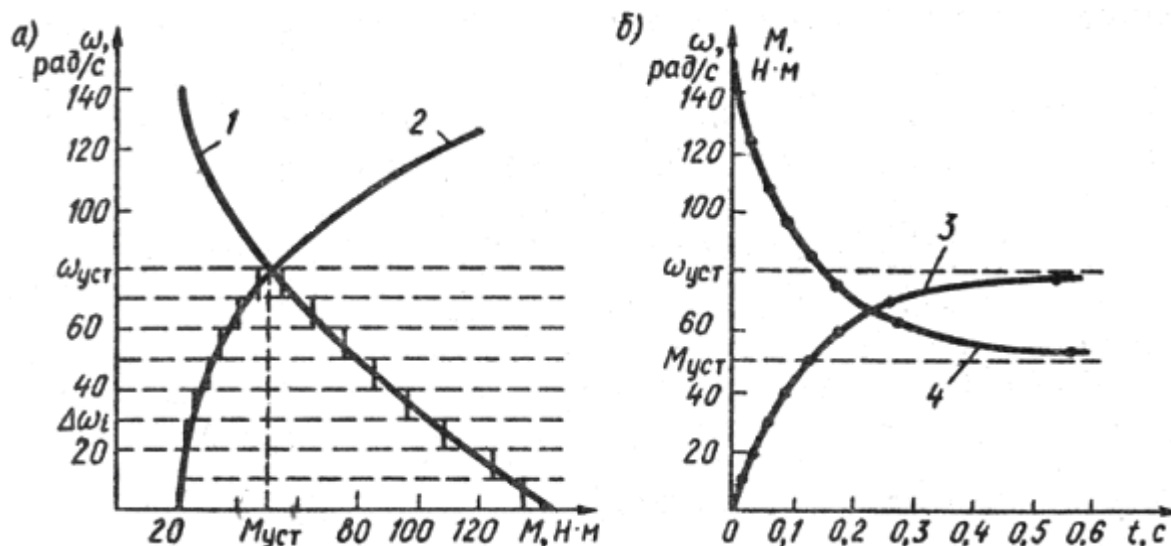


Рисунок 2.10 – Механічні характеристики (а) і графіки перехідного процесу (б)

Порядок розрахунку кривих  $M(t)$  і  $\omega(t)$  наступний.

Вісь швидкості розбивається на ряд інтервалів (приростів)  $\Delta\omega_i$  (у даному прикладі – 8), які заносяться в табл. 2.1.

По формулі 2.41 для кожного інтервалу швидкості розраховують відповідний інтервал часу  $\Delta t_i$ .

Складанням розрахованих інтервалів часу отримують поточний час перехідного процесу.

Використовуючи дані табл.2.1 будують шукані залежності представлені на (рис. 2.10, б).

Необхідна точність досягається за рахунок вибору величини інтервалів

Таблиця 2.1 – Розрахункові данні інтегрування

$\Delta\omega_i$ рад/с	$\omega_i = \omega_{i-1} + \Delta\omega_i$ рад/с	$M_i$ Н·М	$M_{ci}$ Н·М	$\Delta t_i$ , с	$T_i = t_{i-1} + \Delta t_i$ ; с
10	10	136	20	0.015	0.015
10	20	124	21	0.020	0.035
10	30	108	22	0.023	0.058
10	40	96	25	0.028	0.086
10	50	84	29	0.036	0.124
10	60	74	34	0.050	0.174
10	70	64	40	0.083	0.257
10	80	54	47	0.286	0.543

## 2.12 Питання для самоконтролю

1. Які елементи відносяться до механічної частини ЕП?
2. Запишіть рівняння, які описують поступальний рух механічних елементів.
3. Запишіть рівняння, які описують обертальний рух механічних елементів.
4. Який рух називається усталений, а який ні?
5. Для чого виконується операція приведення?
6. У чому є відзнака розрахунку приведенного моменту навантаження при різних напрямках потоку енергії у механічній частині ЕП?
7. Що таке динамічний момент ЕП?
8. У яких випадках виникають багатомасові розрахункові схеми ЕП?
9. Надати визначення характеристик двигуна та виконавчого органу навести приклади.
10. Що таке жорсткість механічної характеристики?
11. Як за допомогою механічних характеристик двигуна та виконавчого визначити швидкість усталеного руху?
12. Якими способами можливо оцінити стійкість усталеного руху?
13. У якому випадку виникає неусталений рух ЕП?
14. Яка мета розгляду неусталеного руху?
15. Які рівняння описують неусталений рух?
16. Від чого в загальному випадку може залежати динамічний момент ЕП?
17. Поясніть геометричний та фізичний смисл електромеханічної постійної часу.
18. Назвіть методи отримання кривих перехідного процесу при довільному характеру динамічного моменту ЕП.

## III ЕЛЕКТРОПРИВОД ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

### 3.1 Структури електроприводу при регулюванні координат

Залежно від виконуваних функцій, вигляду і кількості регульованих координат і степені автоматизації технологічних процесів реалізація ЕП може бути найрізноманітнішою (рис. 3.1).



Рисунок 3.1 – Класифікація ЕП за його структурою

Всі ЕП діляться на дві групи – неавтоматизовані і автоматизовані.

Неавтоматизованим називається ЕП, управління яким виконується за допомогою простих засобів оператора. Він здійснює пуск і зупинку ЕП, зміну швидкості і реверсування відповідно до заданого технологічного циклу. Для допомоги операторові ЕП забезпечений необхідними елементами захисту, блокувань і сигналізації.

У автоматизованому ЕП операції управління відповідно до вимог технологічного процесу виконуються системою управління. На оператора покладається тільки функція по включенню і відключенню ЕП на початку і в кінці його роботи, наладці і контролю над його роботою.

Найбільш ефективним і економічно доцільним є автоматизований ЕП.

Всі автоматизовані ЕП діляться, у свою чергу, ще на дві групи – розімкнені і замкнуті.

Робота розімкненого ЕП характеризується тим, що всі зовнішні збурення (наприклад, момент навантаження  $M_C$ ) впливають на вихідну координату ЕП, наприклад його швидкість. Іншими словами, розімкнений ЕП не відбудований від впливу зовнішніх збурень, всі зміни яких відбиваються на його роботі. Розімкнений ЕП з цієї причини не може забезпечити високої якості регулювання координат, відрізняючись в той же час простою схемою реалізації.

Розімкнені схеми зазвичай застосовуються для забезпечення пуску, гальмування або реверсу двигунів. *У таких схемах ЕП використовується інформація про поточні швидкості, часу, струму (моменту) або шляху, що дозволяє автоматизувати вказані процеси.*

Замкнутий ЕП, як і будь-яка система автоматизованого регулювання, може бути реалізована за принципом відхилення з використанням зворотних зв'язків або принципом компенсації зовнішнього збурення.

Основною відмітною ознакою замкнутих систем є повне або часткове усунення впливу зовнішнього обурення на регульовану координату. Через цю обставину замкнутий ЕП забезпечує якісніше управління рухом виконавчих органів, хоча його схеми виявляються складнішими.

Реалізація принципу компенсації збурюючої дії додатковий сигнал, пропорційний збуренню, подається на вхід ЕП разом з сигналом завдання. В результаті цього сумарний сигнал забезпечує таке управління ЕП, при якому здійснюється компенсація зовнішньої дії і усунення тим самим його впливу на регульовану координату ЕП.

Не дивлячись на всі достоїнства такого управління, широкого застосування в ЕП такий принцип не знайшов, із-за практичної складності реалізації датчиків збурюючих дій, зокрема моменту навантаження  $M_C$ .

Особливістю ЕП, побудованого за принципом відхилення, є наявність кола зворотного зв'язку, по якому інформація про регульовану координату подається на вхід ЕП у вигляді сигналу зворотного зв'язку. Цей сигнал порівнюється із задаючим сигналом, і результуючий сигнал (сигнал розузгодження) є керуючим сигналом для ЕП.

В деяких випадках при дуже високих або специфічних вимогах до якості управління рухом виконавчих органів створюються замкнуті комбіновані ЕП, сполучаючи обидва принципи управління.

### 3.2 Регулювання швидкості ЕП

Регулювання швидкості руху виконавчих органів здійснюється в прокатних станах, підйомно-транспортних механізмах, гірничодобувних і папероробних машинах, металообробних верстатах і так далі. За допомогою ЕП забезпечуються різні швидкості руху виконавчих органів, стабілізація

швидкості на заданому рівні, зміна швидкості відповідно до заданого сигналу або заздалегідь заданої програми управління.

Із загальної схеми ЕП, швидкості виконавчого органу і двигуна при обертальному і поступальному русі зв'язані між собою співвідношеннями

$$\omega_{BO} = \frac{\omega}{i} \quad (3.1)$$

$$v_{BO} = \omega \cdot \rho \quad (3.2)$$

З виразу (3.1) видно, що регулювання швидкості руху виконавчого органу може бути досягнуте дією на механічну передачу або на двигун, або на те і інше одночасно.

Механічний спосіб регулювання пов'язаний із зміною передавального числа  $i$  або радіусу приведення  $\rho$  механічної передачі при постійній швидкості двигуна. Для його реалізації, при ступінчастому регулюванні використовуються коробки передач, а для плавного регулювання застосовуються варіатори і електромагнітні муфти.

Такий спосіб регулювання застосовується рідко, із-за складності автоматизації технологічних процесів, невисокої надійності.

Електричний спосіб передбачає дію на двигун при незмінних параметрах механічної передачі.

Широке застосування даного способу обумовлене хорошими регулювальними характеристиками, простотою і зручністю використання в загальній схемі автоматизації технологічних процесів і економічності.

Комбінований спосіб знаходить обмежене застосування в основному в ЕП металообробних верстатах.

Управління рухом виконавчих органів в більшості випадків досягається за рахунок цілеспрямованої дії на електродвигун за допомогою його системи управління, що дозволяє регулювати швидкості двигуна і виконавчого органу (рис. 3.2).

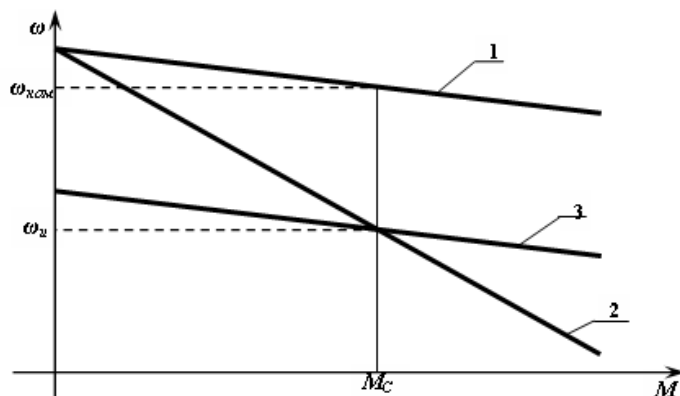


Рисунок 3.2 – Характеристики двигуна (ДПСНЗ) при регулюванні швидкості

- 1 – природна механічна характеристика;
- 2 – штучна характеристика, при введенні в коло якоря додаткового резистора;
- 3 – штучна характеристика, при зменшенні напруги, що подається на якір.

Обидві ці штучні характеристики забезпечують при моменті навантаження  $M_C$  зниження швидкості до рівня  $\omega_u$ .

Регулювання швидкості оцінюється шістьма основними показниками.

Діапазон регулювання. Цей показник визначається відношенням максимальної швидкості  $\omega_{\max}$  до мінімальної  $\omega_{\min}$ .

$$D = \frac{\omega_{\max}}{\omega_{\min}} \quad (3.3)$$

Якщо звернутися до рис. 3.2, то діапазон регулювання визначається відношенням швидкостей  $\omega_{\text{ном}}/\omega_u$  при заданому моменті навантаження  $M_C$ .

Стабільність швидкості. Характеризує зміну швидкості при можливих коливаннях моменту навантаження на валу двигуна. Цей показник визначається жорсткістю механічних характеристик двигуна. Чим вона більша, тим стабільніше швидкість при змінах моменту навантаження і навпаки. У даному прикладі велику стабільність забезпечує штучна характеристика 3.

Плавність регулювання швидкості. Цей показник визначається зміною швидкості при переході з однієї штучної характеристики на іншу. Чим більше в заданому діапазоні регулювання швидкості може бути отримано штучних характеристик, тим плавніше відбуватиметься регулювання швидкості.

Напрямок регулювання швидкості. Залежно від способу дії на двигун регулювання швидкості вгору пов'язане з отриманням штучних характеристик розташованих вище природної, а регулювання швидкості вниз забезпечується характеристиками, розташованими нижче природної.

Допустиме навантаження двигуна. Електричний двигун спроектований і розрахований таким чином, що, працюючи на природній характеристиці, він не нагрівається вище певної температури, на яку розрахована його ізоляція. В цьому випадку термін його служби є нормативним і зазвичай складає 15-20 років. При регулюванні швидкості двигун працює на штучних характеристиках. Для збереження нормативного нагріву двигуна його навантаження може бути тільки такий, при якій в двигуні протікає струм не вище номінального.

Економічність регулювання швидкості. Для вибору найбільш раціонального вигляду регульованого ЕП використовуються різні техніко-економічні показники – капітальні витрати на його реалізацію, експлуатаційні

витрати, надійність, зручність і простота в експлуатації, серійність і так далі. Якщо капітальні витрати на реалізацію ЕП окупаються за рахунок скорочення витрат при його експлуатації не більше ніж за 6-7 років, то таке технічне рішення вважається економічно обґрунтоване.

### 3.3 Регулювання моменту і струму

При формуванні заданого графіка руху виконавчих органів часто буває необхідно забезпечувати необхідне його прискорення або уповільнення. Це реалізується за рахунок регулювання прикладеного до виконавчих органів з боку ЕП моменту або зусилля.

Крім того, в деяких технологічних процесах (прокатних станах, виготовлення проводів і кабелю, паперове і текстильне виробництва) потрібно, щоб виконавчі органи робочих машин створювали необхідне натягіння в оброблюваному матеріалі або виробі. Це забезпечується за допомогою ЕП так само за рахунок регулювання створюваного ним моменту або зусилля на виконавчих органах відповідних робочих машин або механізмів

Іноді потрібно обмежувати момент ЕП для запобігання поломці робочої машини або механізму при раптовому припиненні руху виконавчого органу (буріння свердловини). Основними показниками для оцінювання того чи іншого способу регулювання (обмеження) моменту є точність та економічність.

Розвиваємий електричним двигуном момент  $M$  пропорційний перемноженню магнітного потоку  $\Phi$  і струму  $I$

$$M = k \cdot \Phi \cdot I \quad (3.4)$$

де  $k$  – конструктивний коефіцієнт двигуна.

Таким чином, за рахунок зміни цих змінних і може бути досягнене регулювання моменту.

Обмеження струму і моменту є самостійним завданням. Так, при пуску двигунів постійного струму з міркувань нормальної роботи їх колекторно-щіткового вузла струм має бути обмежений на рівні 2÷3 кратного його номінального значення. Необхідність обмеження струму виникає і у разі пуску потужних двигунів постійного і змінного струму, коли великі пускові струми можуть привести до неприпустимого зниження напруги живлячої мережі.

При аналізі процесу регулювання струму доцільне поняття про електромеханічної характеристики двигуна (іноді її називають швидкісною). Для двигунів постійного струму незалежного збудження при постійному (нерегульованому) магнітному потоці електромеханічна характеристика повторює механічну. Найпростішим методом регулювання моменту є

включення в кола електродвигуна додаткових резисторів або зміною напруги. Регулювання струму та моменту може бути здійснено тільки під час динамічного режиму ЕП, оскільки у усталеному режимі струм та момент двигуна визначається їх механічним навантаженням.

Обмеження струму і моменту у діапазоні від 0 до  $\omega_1$  здійснюється за допомогою додаткового резистора  $R_d$  в колі якоря (рис. 3.3), який спочатку включається в коло двигуна (характеристика 1), а потім виводиться (шунтується) – характеристика 2. Як видно, регулювання струму і моменту проводиться ступінчато відповідно в межах  $I_1-I_2$  і  $M_1-M_2$  і характеризується невисокою точністю.

Для підвищення точності необхідно використовувати декілька ступенів резисторів, в цьому випадку розмах зміни струму  $I$  і моменту  $M$  звужиться. Даний спосіб отримав назву параметричного, характеризується простотою реалізації, але недостатньою точністю.

Зображена на рисунку 3.2, б характеристика є типовою при регулюванні струму і моменту в системі «перетворювач-двигун». За рахунок відповідної зміни напруги, що подається на якор двигуна, формується близька до вертикалі ділянка 3 характеристики.

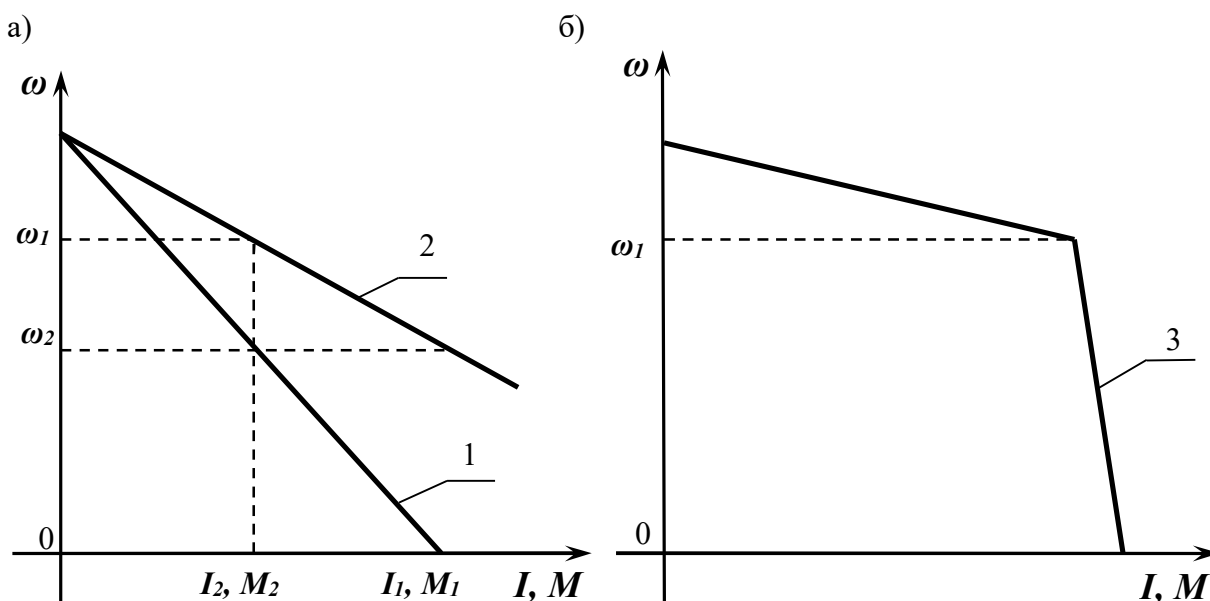


Рисунок 3.3 – Характеристики двигунів при регулюванні струму і моменту за допомогою резистора в розімкненому ЕП (а) і в замкнутій системі «перетворювач – двигун» (б)

Точність регулювання струму і моменту в таких ЕП є високою, ділянка 3 характеристики в межі може бути отримана у вигляді вертикальної лінії.

### 3.4 Регулювання положення

Забезпечення технологічних процесів ряду робочих машин і механізмів вимагає переміщення їх виконавчих органів в задану точку простору або площині і їх установку там (фіксація) із заданою точністю. До них відносяться роботи і маніпулятори, підйомно-транспортні механізми, клапани, засувки, механізми подачі верстатів і ряд інших. Таке переміщення виконавчого органу з однієї точки площині або простору (позиції) в іншу називається позиціонуванням і забезпечується відповідним регулюванням положення валу двигуна.

У тих випадках, коли не вимагається високої точності і якості руху, позиціонування зазвичай забезпечується за допомогою путніх або кінцевих вимикачів. Вони встановлюються в заданих позиціях і при переході до них виконавчого органу проводять відключення ЕП. Виконавчий орган гальмується і з деякою точністю зупиняється.

При необхідності забезпечення високої точності позиціонування формується оптимальний (або близький до нього) графік 3 руху ЕП  $\varphi(t)$  (рис.3.4).

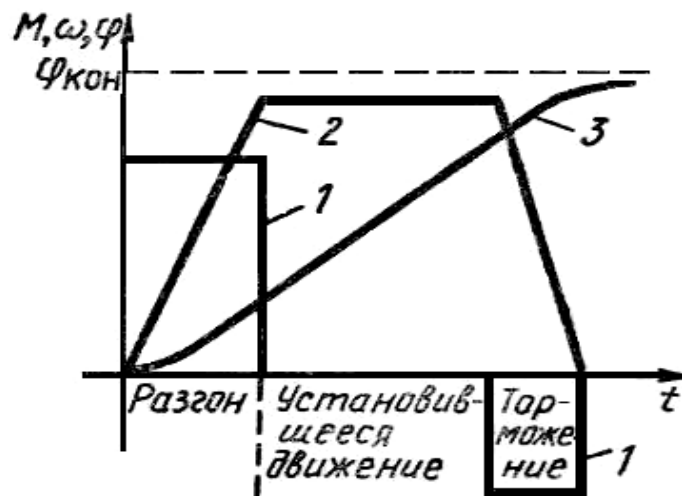


Рисунок 3.4 – Оптимальний графік руху ЕП при регулюванні положення

Такий типовий графік руху складається з трьох ділянок – розгону, руху із усталеною швидкістю і гальмування і передбачає формування графіків 1 і 2 відповідно моменту двигуна  $M(t)$  і його швидкості  $\omega(t)$ . При невеликих переміщеннях ділянок усталеного руху може бути відсутньою.

Точне позиціонування при якісному графіку руху реалізується, як правило, в замкнутій системі «перетворювач-двигун».

### 3.5 Схема включення двигуна постійного струму незалежного збудження

На рисунку 3.5 наведено спрощену схему включення двигуна постійного струму незалежного збудження постійного струму (ДПС НЗ), яку називають ще схемою паралельного збудження. Вважають, що мережа постійного струму має необмежену потужність і її напруга не залежить від навантаження. Тому кола обмотки збудження і обмотки якоря є незалежними один від одного.

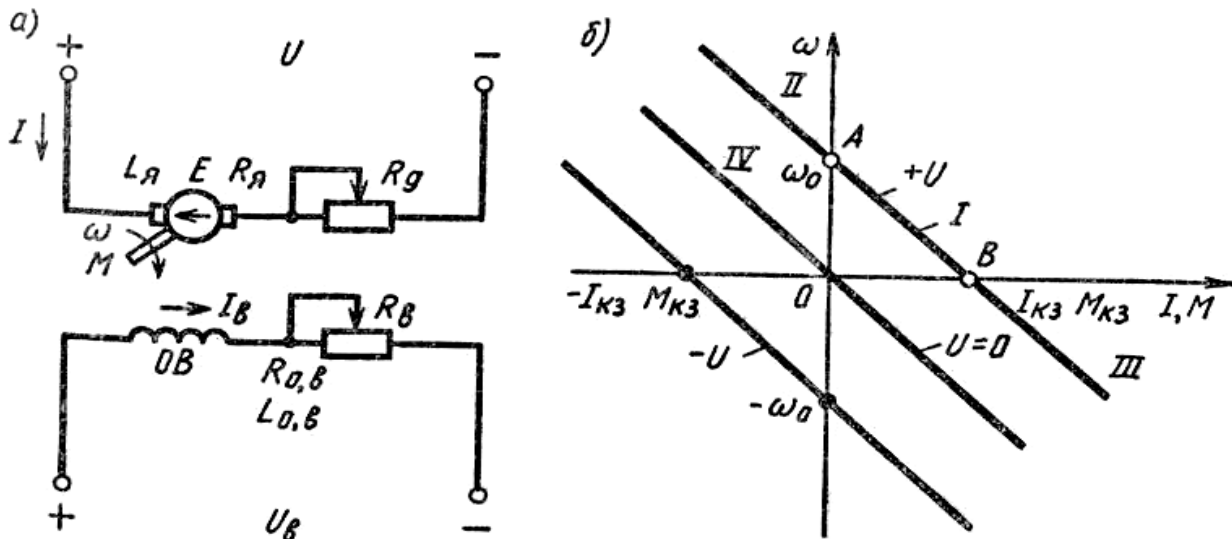


Рисунок 3.5 – Схема включення (а) і характеристики ДПС НЗ (б)

На схемі прийняті наступні позначення:

$I$  – струм в колі обмотки якоря;

$I_{\text{в}}$  – струм в колі обмотки збудження;

$E$  – ЕРС у якорі;

$\omega$  – кутова швидкість (рад/с);

$M$  – момент двигуна (Н(м));

$R_{\text{я}}$  – опір якоря;

$L_{\text{я}}$  – індуктивність обмотки якоря;

$L_{\text{об}}$  – індуктивність обмотки збудження;

$R_{\text{д}}$  – додатковий резистор в колі обмотки якоря;

$R_{\text{в}}$  – додатковий резистор в колі обмотки збудження.

Опір якоря електродвигуна розраховується:

$$R_{\text{я}} = r_{\text{оя}} + r_{\text{дп}} + r_{\text{ко}} + r_{\text{щ}} \quad (3.5)$$

де  $r_{\text{оя}}$  опір обмотки якоря;

$r_{\text{дп}}$  опір додаткових полюсів;

$r_{\text{ко}}$  опір компенсаційної обмотки;

$r_{\text{щ}}$  опір щіткового контакту.

Динамічну модель ДПС НЗ можна одержати на основі двохфазної узагальненої машини рисунок 3.6, а. Конструкція ДПС така, що магнітний потік статора  $\Phi I$ , що є потоком збудження, нерухомий просторі і створюється струмом збудження. Якщо прийняти, що МРС статора спрямована вздовж осі  $B$ , одержимо  $u_{1b} = u_3$ ;  $i_{1b} = i_3$ ,  $i_{1a} = 0$ ;  $u_{1a} = 0$ ;  $\Psi_1 = \Psi_3$ . За допомогою колектора створюється ортогональність векторів потокозчеплення  $\Psi_3$  і струму ротора з тим, щоб забезпечити найбільшу ефективність для одержання моменту двигуна:

$$M = k\Psi_3 i_2 = |\Psi_3| |i_2| \sin \delta; \quad (3.6)$$

де  $\delta = \pi/2$ ;

$$\sin \delta = 1.$$

Взаємне розташування векторів потокозчеплення статора і струму ротора показано на рисунок 3.6, б. Завдяки ортогональності векторів  $\Psi_3$  і  $i_2$  виключається також вплив струму ротора на коло збудження, що дає змогу регулювати момент двигуна при сталому потоці збудження за рахунок зміни величини  $|i_2|$ . Взаємна нерухомість у просторі розглянутих векторів  $\Psi_3$  і  $i_2$  можлива тільки тоді, коли вектор  $i_2$  обертається відносно ротора у бік, протилежний напрямку його обертання, з кутовою швидкістю  $\omega_e$ .

Для виконання цієї вимоги необхідно, щоб в обмотках ротора протікали симетричні двофазні струми, які змінюються за законом

$$i_{2d} = i_a \cos \omega_e t; \quad (3.7)$$

$$i_{2q} = -i_a \sin \omega_e t. \quad (3.8)$$

За параметрами, приведеними у паспорті двигуна, можна побудувати природну статичну характеристику. При сталому потоці збудження швидкість двигуна знаходиться у лінійній залежності від його моменту і струму якоря. Тому при  $\Phi = \text{const}$  механічна й електромеханічна характеристики у деякому масштабі співпадають.

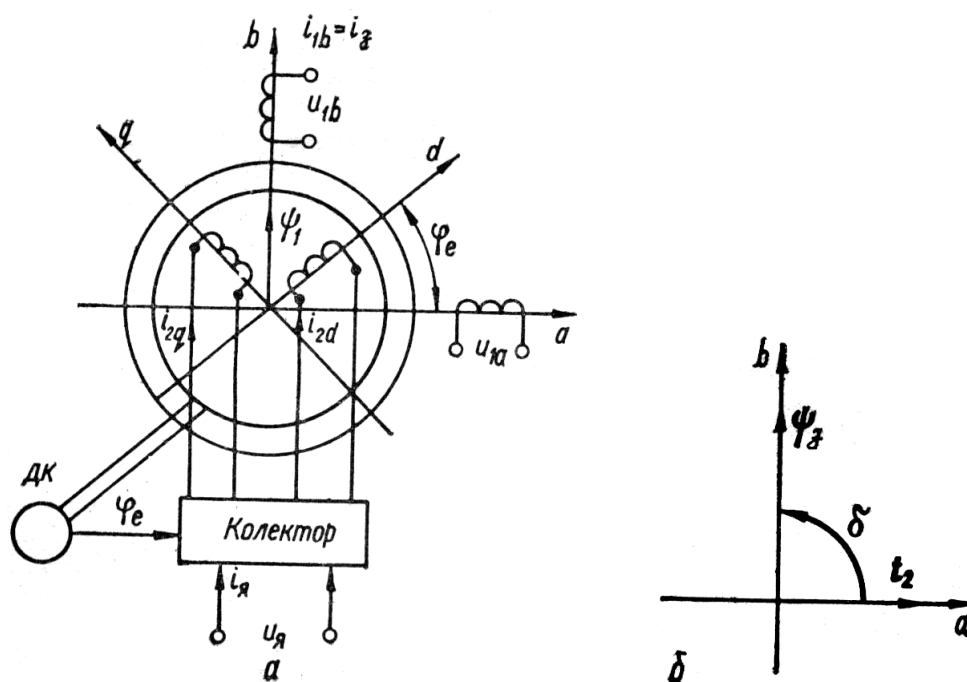


Рисунок 3.6 – Двофазна модель ДПС НЗ а) та розташування у ньому в просторі векторів б)

Рівняння для статичних характеристик двигуна розраховуються при наступних допущеннях: реакція якоря не враховується, момент на валу двигуна дорівнює електромагнітному моменту.

Рівняння напруги:

$$U = E + I R \quad (3.9)$$

ЕРС якоря:

$$E = k \Phi \omega \quad (3.10)$$

Електромагнітний момент:

$$M = k \Phi I \quad (3.11)$$

де  $R = R_{\text{я}} + R_{\text{д}}$  – повний опір кола якоря, Ом;

$\Phi$  – магнітний потік, Вб;

$U$  – напруга, що підводиться до якоря, В;

$k$  – конструктивний коефіцієнт двигуна

$$k = \frac{pN}{(2\pi a)} \quad (3.12)$$

де  $p$  – число пар полюсів;

$N$  – число активних провідників обмотки якоря;

$a$  – число паралельних віток обмотки якоря.

Підставляючи (3.9) в (3.10), отримуємо формулу для електромеханічної характеристики  $\omega(I)$ .

$$\omega = \frac{(U - IR)}{(k\Phi)} \quad (3.13)$$

Формула для механічної характеристики  $\omega(M)$  ДПС НЗ виходить з (3.13) з використанням виразу (3.11)

$$\omega = \frac{U}{(k\Phi)} - \frac{MR}{(k\Phi)^2} \quad (3.14)$$

Відповідно до (3.13) і (3.14) електромеханічна і механічна характеристика ДПС НЗ є лінійними залежностями кутової швидкості (надалі швидкості) від струму і моменту, від яких для різних полярностей напруги, що живить якір, показаний на рисунок 3.5 б. На рисунку електромеханічна і механічна характеристики суміщені, що відповідно до (3.13.) справедливо у разі  $k\Phi = \text{const}$ . Їх характерними крапками є точка *A* холостого ходу, в якій  $\omega = \omega_0$ , а  $I = M = 0$ , і крапка *B* короткого замикання, де  $\omega = 0$ , а  $I = I_{\text{кз}}$  і  $M = M_{\text{кз}}$ .

Режим короткого замикання для електричної машини відповідає нерухомому стану якоря при поданій на двигун напрузі, а не замиканню його електричних кіл між собою або на корпус. Режим короткого замикання називається також пусковим режимом, оскільки є початковим при включенні (пуску) двигуна.

Рівняння (3.13) і (3.14) можна представити в скороченій формі запису

$$\omega = \omega_0 - \Delta\omega, \quad (3.15)$$

де  $\omega_0$  – швидкість ідеального холостого ходу двигуна

$$\omega_0 = \frac{U}{(k\Phi)}; \quad (3.16)$$

де  $\Delta\omega$  – зміна швидкості щодо швидкості ідеального холостого хода.

$$\Delta\omega = \frac{IR}{(k\Phi)} = \frac{MR}{(k\Phi)^2}. \quad (3.17)$$

На рисунок 3.3, б показана теж характеристика ДПС НЗ при  $U = 0$ , рівняння якої одержують з рівнянь:

$$\omega = -\frac{IR}{(k\Phi)}; \quad (3.18)$$

$$\omega = -\frac{MR}{(k\Phi)^2}. \quad (3.19)$$

Залежності  $\omega(I)$  та  $\omega(M)$  при  $U=0$  теж є лінійними. Схема де ДПС НЗ має таку характеристику, наведена на рисунку 3.7.

Схема на рисунку 3.7 носить назву автономного генератора, працюючого на автономне навантаження  $R_d$ , або схеми динамічного гальмування.

Отримані рівняння (3.13) та (3.14) дозволяють назвати основні способи реалізації штучних характеристик ДПС НЗ, використаємі для регулювання координат ЕП. До них відносять – а) зміну опору додаткового резистора у колі якоря  $R_d$ ; – б) магнітного потоку  $\Phi$ ; – в) напруги живлення якоря.

Слід вимітити, що змінні струм та момент, які входять у ці вираження визначаються тільки механічним навантаженням двигуна  $M_c$  і не можуть бути встановлені вільно.

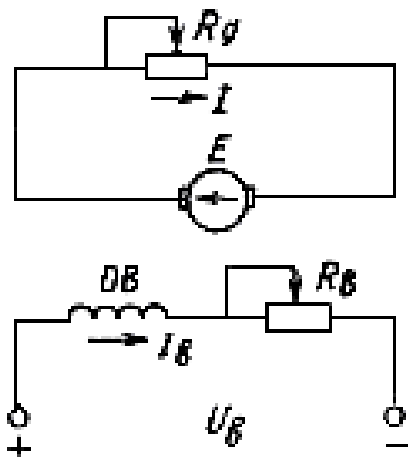


Рисунок 3.7 – Схема динамічного гальмування ДПС НЗ

### 3.6 Енергетичні режими роботи двигуна постійного струму незалежного збудження

Енергетична машина володіє так званою властивістю оборотності, відповідно до якої вона може працювати як двигуном, перетворюючи електричну енергію в механічну, так і генератором, здійснюючи зворотне перетворення енергії. При цьому перехід з одного режиму в інший може відбуватися без зміни схеми включення. Робота двигунів в генераторному режимі важлива для ЕП в тому відношенні, що при цьому на валу електричної машини створюється гальмівний момент, що забезпечує інтенсивне примусове уповільнення (гальмування) руху ЕП і тим самим виконавчого органу, зокрема при його гальмуванні і реверсі.

Енергетичний режим роботи електричної машини може бути визначений виходячи з напрямів дох змінних: електричних – ЕРС  $E$  і струму  $I$  або механічних – моменту  $M$  і швидкості  $\omega$ . При однакових напрямках швидкості і моменту і різних напрямках струму і ЕРС має місце рухомий режим роботи, а при протилежних напрямках швидкості і моменту і різних напрямках струму і

ЕРС має місце рухомий режим роботи, а при протилежних напрямках швидкості і моменту і однакових напрямках ЕРС і струму – генераторний.

Граничними між рухомим і генераторним є режими холостого ходу і короткого замикання, в яких одна з електричних і механічних змінних дорівнює нулю. При холостому ході нулю дорівнюють струм і момент, а при короткому замиканні – ЕРС і швидкість.

Розглянемо режими роботи двигуна на різних участках його характеристик для семи (рис. 3.5, б) при позитивній полярності напруги  $U$ .

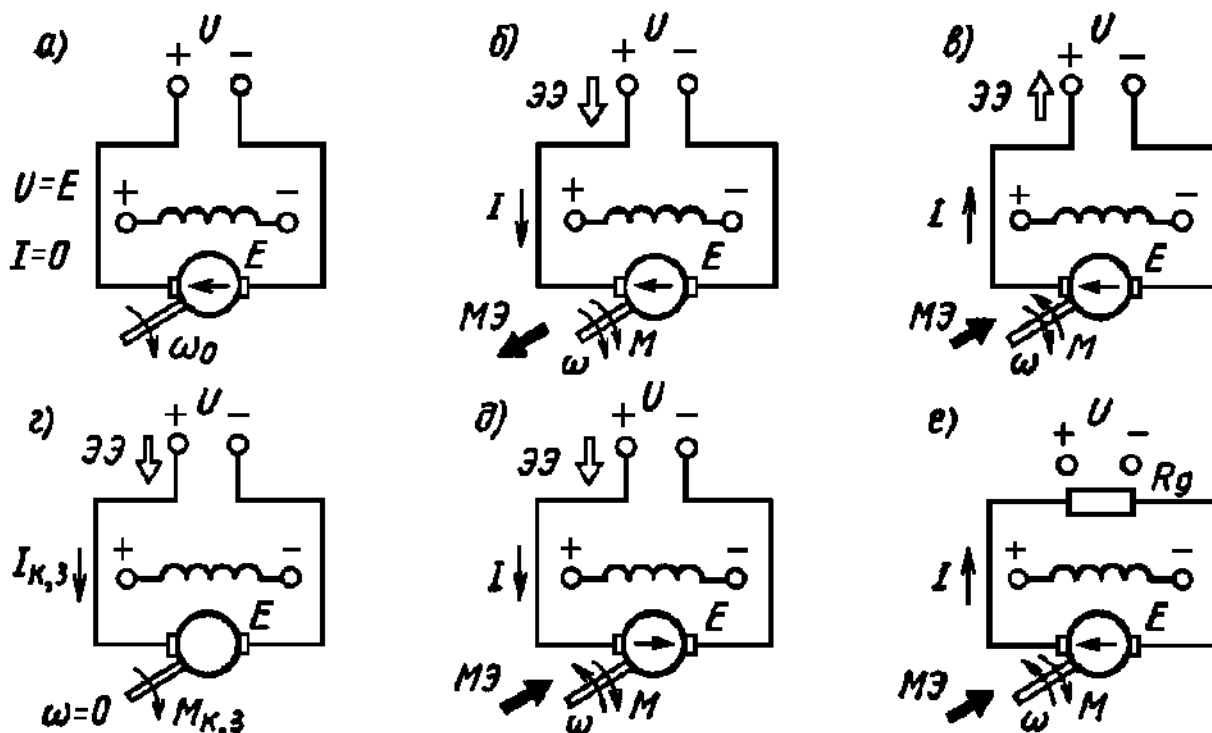


Рисунок 3.8 – Схеми роботи ДПС НЗ в режимах ХХ (а), рухомому (б), рекуперативного гальмування (в), короткого замикання (г), противключення (д), автономного генератора (е)

Режим холостого ходу (крапка А характеристики). Двигун не отримує енергії ні з електричної мережі (за винятком електроенергії на збудження)  $I = 0$  и  $E = U = k\Phi\omega_0$ , ні з валу  $M=0$ ,  $\omega = \omega_0$  (рис. 3.8, а).

Рухомий режим – участок I характеристики (рис. 3.5, б) в діапазоні  $0 < \omega < \omega_0$ , тобто в першому квадранті, де  $\omega$  і  $M$  збігаються по напрямку. У цьому режимі  $|E| < |U|$ , струм  $I = (U - E) / R$ , збігається по напрямку з напругою  $U$  і не збігається з ЕРС, електрична енергія  $EE$  (рис. 3.8, б) поступає з мережі, а механічна енергія  $ME$  з валу двигуна передається виконавчому органу.

Генераторний режим роботи паралельно з мережею або гальмування з рекуперацією енергії в мережу – участок II характеристики (рис. 3.5, б). На

цьому участку  $\omega > \omega_0$ , тому ЕРС більше напруги мережі, струм і момент змінюють свої напрями на протилежні. Двигун отримує механічну енергію від робочої машини і віддає її (рекуперує) у вигляді електроенергії в мережу (рис. 3.8, в).

Режим короткого замикання виникає при  $\omega = 0$  і  $E = 0$ . У цьому режимі згідно (3.9)  $I = I_{кз} = U / R$ , електрична енергія  $EE$  (рис. 3.8, г), поступаючи з мережі, розсівається у вигляді тепла в резисторах якірного кола. Механічна енергія з валу ДПС не віддається, оскільки  $\omega = 0$ .

Режим генератора при його послідовному з'єднанні з мережею або гальмування противключенням настає при  $\omega < 0$  (участок III характеристики). За рахунок зміни напрямку швидкості ЕРС також міняє свою полярність. Струм в якорі збігається по напрямку з напругою і ЕРС і визначається їх сумарною дією, тобто  $I = (U + E) / R$ . В результаті цього електроенергія поступає з мережі (рис. 3.8, д) і виробляється самим двигуном за рахунок механічної енергії робочої машини і розсівається у вигляді тепла в резисторах кола якоря.

Режим автономного генератора, або динамічне гальмування, виникає при включенні двигуна по схемі рисунку 3.7. Струм в якорі протікає під дією ЕРС і збігається з нею по напрямку, електроенергія (рис. 3.8, е) виробляється за рахунок механічної енергії робочої машини, що поступає з валу, і розсівається у вигляді тепла в резисторах якірного кола.

Таким чином, гальмування ЕП реалізується при трьох різновидах генераторного режиму ДПС НЗ.

### 3.7 Регулювання швидкості ДПС НЗ за допомогою резисторів в колі якоря

Цей спосіб широко застосовується в тих випадках, коли до показників якості регулювання швидкості, не пред'являються високі вимоги. Цей спосіб відрізняється універсальністю і простотою реалізації (рис. 3.9).

Якщо навантаження дорівнює нулю, швидкість ідеального холостого ходу  $\omega_0 = U_{\beta} / \dot{n} \hat{O}$  не залежить від опору кола якоря і реостатні характеристики перетинаються в одній точці з координатами 0,  $\omega_0$ . Швидкість двигуна згідно з механічною характеристикою при номінальному моменті

$$\omega = \omega_0 - \frac{R}{c^2 \Phi_n^2} M_n, \quad (3.20)$$

де  $R = R_{\text{я}} + R_{\text{д}}$  – загальний опір якірного кола.

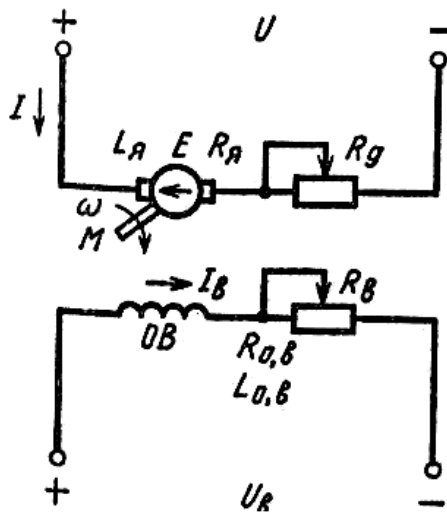


Рисунок 3.9 – Схема включення ДПС НЗ

Щоб одержати номінальний момент при нерухомому двигуні, по якору повинен протікати номінальний струм, а для цього опір якірного кола повинен дорівнювати номінальному.

З 3.16 видно, що швидкість  $\omega_0$  не залежить від  $R_{\partial}$ , а нахил характеристик, тим більше, чим більше  $R_{\partial}$  (рис.3.10).

Характеристика 1 побудована при  $R_{\partial}=0$  і є природною, штучні характеристики 2 – 4 побудовані за наявності в колі якора резистора з опором відповідно  $R_{\partial 1} < R_{\partial 2} < R_{\partial 3}$ .

При будь-якому моменті двигуна зміна відносного опору якірного кола викликає таку саму зміну відносного перепаду швидкостей, що дає змогу легко будувати реостатні характеристики.

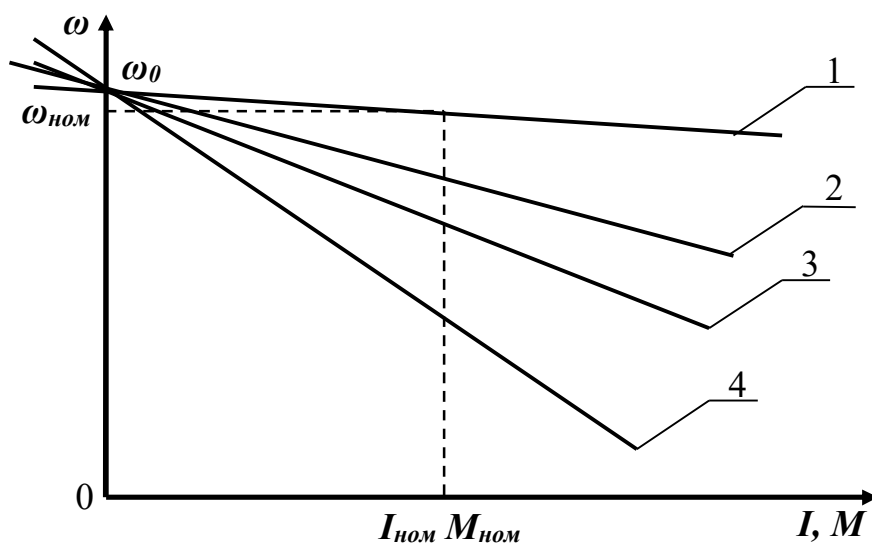


Рисунок 3.10 – Сімейство електромеханічних характеристик ДПС НЗ при регулюванні швидкості за допомогою резистора в колі якора

Даний спосіб володіє невеликим діапазоном регулювання. Причина цього полягає в зниженні жорсткості характеристик у міру збільшення  $R_{\partial}$ .

Напрямок регулювання швидкості лише вниз від природної характеристики.

Плавність регулювання швидкості визначається плавністю зміни  $R_{\partial}$  (найчастіше ступінчате регулювання).

Стабільність швидкості падає у міру збільшення діапазону регулювання, оскільки знижується жорсткість регулювальних характеристик.

Економічність – капітальні витрати на придбання додаткових резисторів невеликі, в той же час втрати потужності і відповідно витрата ЕП електричної енергії і її вартість виявляється істотною. При зниженні швидкості в два рази в порівнянні з швидкістю ідеального холостого ходу  $\omega_0$ , половина всієї споживаної з мережі потужності йде на втрати потужності в двигуні, тобто ККД не перевищує 50 %, а при подальшому збільшенні діапазону регулювання знижується в ще більшому ступені.

Розглянутий спосіб застосовується для регулювання швидкості руху виконавчих органів при невеликих діапазонах або короточасній роботі на знижених швидкостях.

### 3.8 Регулювання струму і моменту при пуску, гальмуванні і реверсі

У простих випадках регулювання струму і моменту здійснюється введенням в коло якоря регулювального резистора  $R_{\partial I}$  (рис. 3.11).

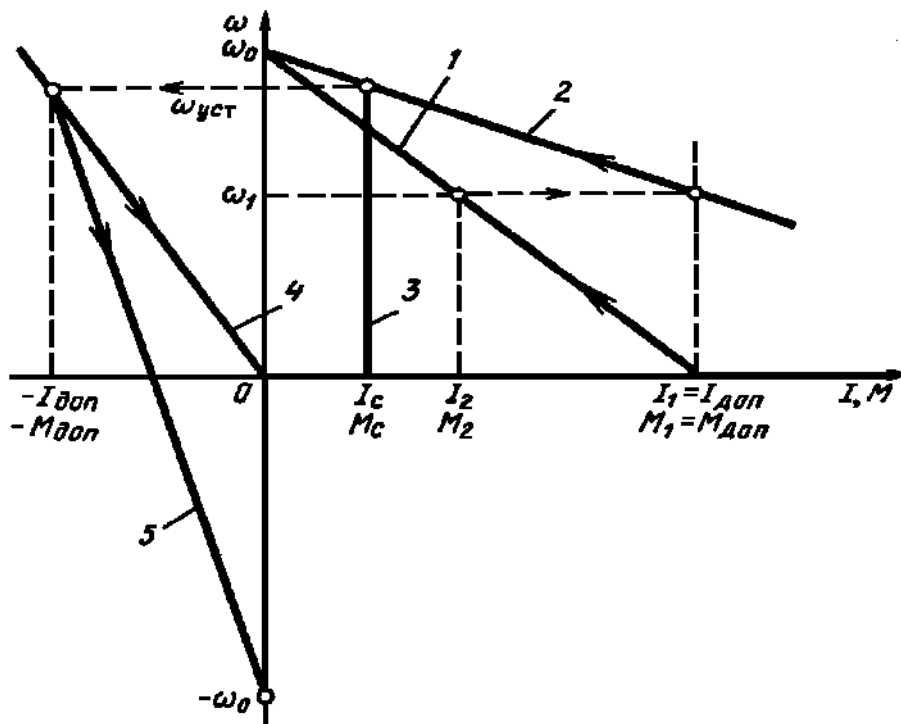


Рисунок 3.11 – Характеристики ДПС НЗ для визначення стрибків струму і моментів в перехідних режимах

Пуск двигуна спочатку відбувається по штучній характеристиці 1 (рис. 3.11) з резистором  $R_{\partial 1}$  в колі якоря, названим пусковим резистором.

У момент включення двигуна його струм і момент обмежуються до заданого (допустимого) рівня  $I_1 = I_{\text{доп}}$  та  $M_1 = M_{\text{доп}}$ . У міру збільшення швидкості і відповідно ЕРС двигуна струм в якорі знижується і при швидкості  $\omega_1$  резистор може бути зашунтовано. Двигун переходить на природну характеристику 2, при цьому кидки струму і моменту не повинні перевищувати заданого рівня.

Динамічне гальмування, що реалізовується по схемі рис. 3.7 відбувається по характеристиці 4 із замиканням якоря на резистор  $R_{\partial 2}$  після досягнення двигуном швидкості  $\omega_{\text{уст}}$ , визначеною перетином характеристик двигуна 2 і виконавчого органу 3. Опір  $R_{\partial 2}$  знаходиться по заданих значеннях  $I_{\text{доп}}$  або  $M_{\text{доп}}$ , визначеним уповільненням ЕП, або умовами комутації двигуна.

Реверс і гальмування противключенням ДПС НЗ, здійснювані зміною полярності напруги якоря або обмотки збудження, відбуваються по характеристиці 5 при включенні в коло якоря резистора  $R_{\text{дз}}$ .

Іноді для регулювання струму і моменту в коло якоря вводиться регульований резистор, що дозволяє реалізувати дві або більш штучні характеристики, звузити межі зміну струму і моменту, тим самим підвищити точність їх регулювання. У цих випадках резистор секціонується на відповідне число ступенів, які замикаються послідовно у міру розгону або гальмування двигуна.

Сукупність двох і більш штучних характеристик при пуску двигуна, називається пусковою діаграмою (рис.3.12).

При розрахунку і побудові пускової діаграми заданими параметрами є:

- допустимий струм  $I_{\text{доп}}$ ;
- допустимий момент  $M_{\text{доп}}$ ;
- момент навантаження  $M_c$ ;
- межі вимірювання струму (моменту) або число штучних характеристик  $m$ , відповідне кількості ступенів пускового резистора.

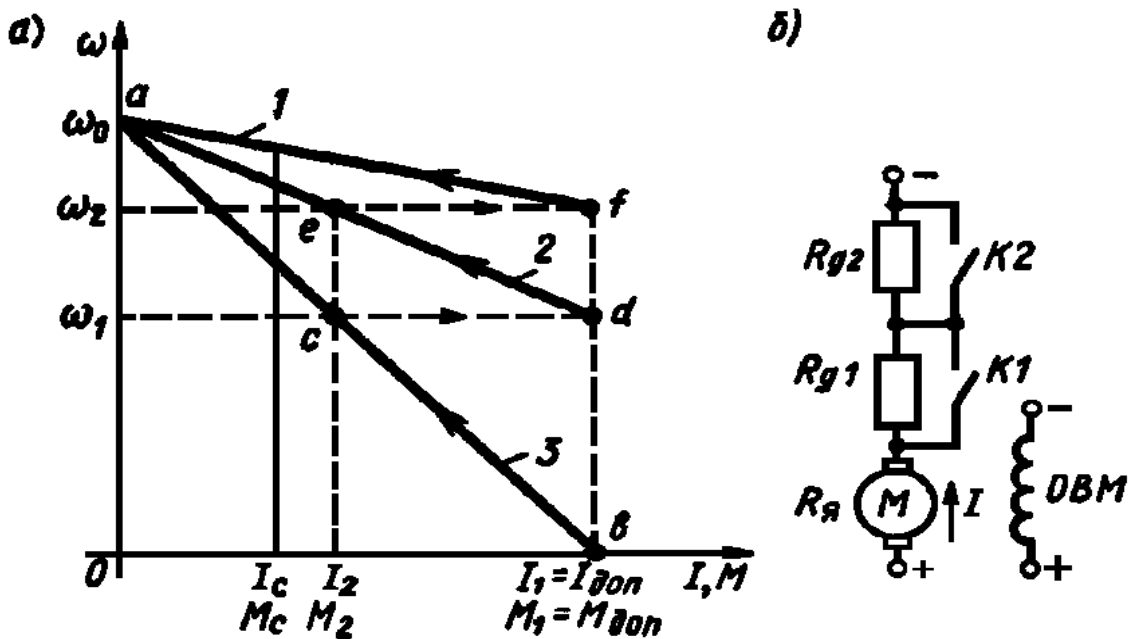


Рисунок 3.12 – Пускова діаграма ДПС НЗ (а) і схема включення пускового резистора

Характеристики пускової діаграми можуть бути використані також для регулювання швидкості.

Побудова діаграми проводиться в наступному порядку:

Будується природна характеристика 1 двигуна.

Проводиться вертикальна лінія, відповідна абсцисі  $I_1 = I_{\text{дон}}$  або  $M_1 = M_{\text{дон}}$ .

Через точки  $a$  і  $b$  з координатами  $(\omega_0, 0)$  і  $(0, I_1)$  проводиться штучна характеристика 3, відповідна включенню в коло якоря обох ступенів пускового резистора  $R_{\text{д1}}$  і  $R_{\text{д2}}$  (рис. 3.12, б).

Визначається струм перемикавання по наближеному співвідношенню  $I_2 = (1,1 \div 1,2)I_c$  і проводиться вертикальна лінія, відповідна цьому струму.

Через точку з перетину цієї лінії з характеристикою 3 проводимо горизонтальну лінію до її перетину в точці  $d$  з вертикаллю, що має абсцису  $I_1$ .

Через точки  $a$  і  $d$  проводиться штучна характеристика 2, а через точку  $e$  – ще одна горизонталь до перетину її в точці  $f$  з природною характеристикою 1.

Для точного попадання крапок  $c, d, e, f$  на вертикалі з абсцисами  $I_1$  і  $I_2$  проводиться підбір величини струму  $I_2$ .

Двигун пускається по характеристиці 3. При швидкості  $\omega_1$ , коли струм знизиться до значення  $I_2$ , ключем  $K1$  закорачивається  $R_{\text{д1}}$  і двигун переходить на характеристику 2, по якій продовжує розгін.

При швидкості  $\omega_2$  ключем  $K2$  закорачивається  $R_{\text{д2}}$  і двигун виходить на природну характеристику 1.

Опір резистора  $R_{\text{д1}}$  під час пуску розраховується з умови, що  $E=0$

$$R_{д1} = \frac{U}{I_{дон}} - R_{я} . \quad (3.21)$$

Опір резистора  $R_{д2}$  при динамічному гальмуванні

$$R_{д2} = \frac{E}{I_{дон}} - R_{я} \quad (3.22)$$

Опір резистора  $R_{д3}$  під час реверсу, або гальмуванні проти включенням

$$R_{д3} = \frac{(U + E)}{I_{дон}} - R_{я} \approx \frac{2U}{I_{дон}} - R_{я} \quad (3.23)$$

### 3.9 Регулювання швидкості ДПС НЗ зміною магнітного потоку

Зміна магнітного потоку використовується переважно для регулювання швидкості. Цей спосіб знаходить широке застосування в ЕП унаслідок простоти його реалізації і економічності, оскільки регулювання здійснюється у відносно малопотужному колі збудження двигуна і не супроводжується великими втратами потужності.

Магнітний потік при використанні цього способу зазвичай зменшується в порівнянні з номінальним (точка А на рис. 3.13) за рахунок зниження струму збудження, що пояснюється наступним. Збільшення магнітного потоку вимагає підвищення струму збудження вище номінального, що викличе додатковий нагрів обмотки збудження. Крім того, двигун розрахований і сконструйований таким чином, що його магнітна система близька до насичення, тому збільшення струму збудження не приведе до помітного збільшення магнітного потоку.

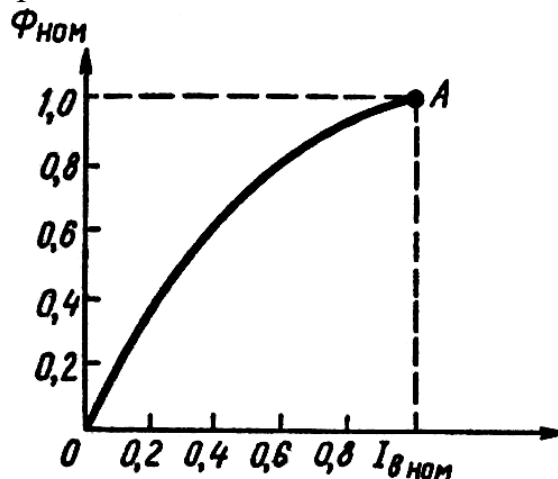


Рисунок 3.13 – Крива намагнічування ДПС

Для регулювання струму використовується включення в коло збудження додаткового резистора  $R_B$  (рис. 3.14, а) або живлення обмотки збудження від керованого випрямляча  $KB$  (рис. 3.14, б), вихідна напруга якого регулюється

по сигналу управління  $U_y$ . Ця схема застосовується для регулювання в широких межах струму збудження потужних двигунів, працюючих в замкнутих ЕП. Вона може забезпечити також зміни напрямку  $I_e$  при використанні в схемі реверсивного  $KB$ .

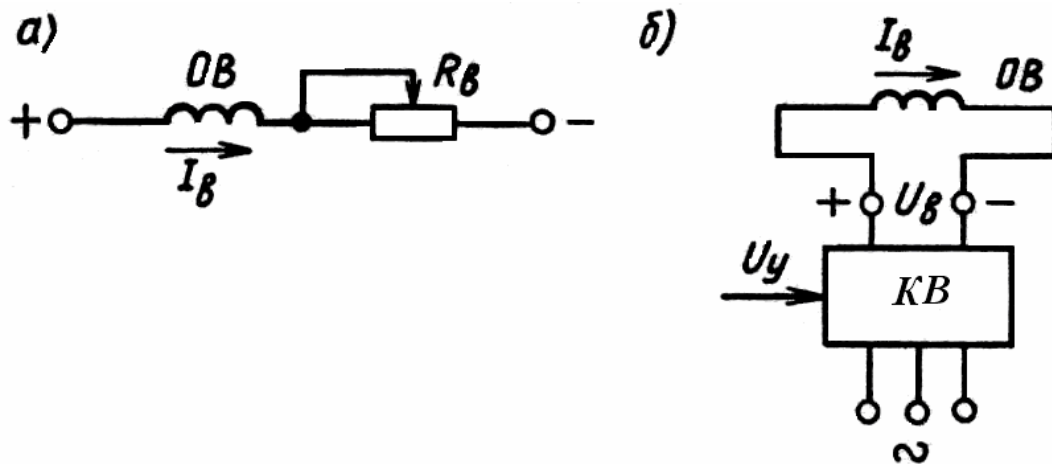


Рисунок 3.14 – Схеми регулювання струму збудження ДПС НЗ включенням в коло обмотки збудження резистора а) і з KB б)

Відповідно до (3.16) зменшення магнітного потоку приводить до збільшення швидкості ідеального холостого ходу  $\omega_0$ . Струм короткого замикання  $I_{кз} = U/R_{\Sigma}$  від магнітного потоку, як видно, не залежить і при його варіюванні залишатиметься незмінним. Відмічені положення дозволяють представити сімейство електромеханічних прямолінійних характеристик 1–3 ДПС НЗ (рис. 3.15, а) при різних значеннях магнітного потоку відповідно  $\Phi_{ном} > \Phi_1 > \Phi_2$ .

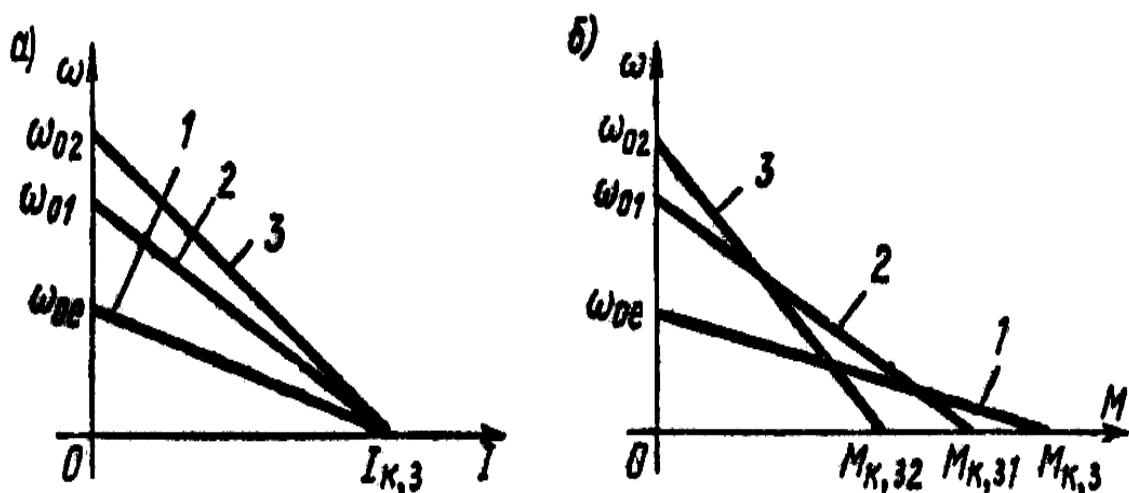


Рисунок 3.15 – Електромеханічні характеристики а) і механічні б) ДПС НЗ при ослабленні збудження

Момент короткого замикання  $M_{кз} = k\Phi I_{кз}$  при зменшенні магнітного потоку  $\Phi$  також знижуватиметься, оскільки  $I_{кз} = const$ . В результаті механічні характеристики мають вид прямих, показаних на рисунку 4.15, б.

Переваги даного способу регулювання ДПС НЗ. Діапазон регулювання швидкості при даному способі дорівнює 3–4. Напрямок регулювання швидкості у гору від природної характеристики. Плавність регулювання швидкості визначається плавністю регулювання струму збудження

Стабільність швидкості досить висока, хоча вона і знижується при зменшенні магнітного потоку. Спосіб економічний, оскільки не супроводжується значними втратами потужності, а реалізація його не вимагає великих капітальних витрат.

Допустиме навантаження ДПС при його роботі на штучних характеристиках визначимо за звичайним правилом, вважаючи в (3.4)  $I = I_{ном}$ ,

$$M_{дон} = k\Phi_{шт} I_{ном} \quad (3.24)$$

де  $\Phi_{шт}$  – магнітний потік на штучній характеристиці.

Оскільки при даному способі регулювання  $\Phi_{шт} < \Phi_{ном}$ , то і  $M_{дон} < M_{ном}$ , тобто ДПС за умовами нагріву не може бути навантажений на штучних характеристиках номінальним моментом. Для визначення того, яке саме навантаження він може нести, зробимо додаткові викладення. Запишемо вираз для ЕРС якоря на природній  $E_{пр}$  і штучній  $E_{шт}$  характеристиках при номінальному струмі

$$E_{пр} = k\Phi_{ном} \omega_{ном} = U_{ном} - I_{ном} R_{я}; \quad (3.25)$$

$$E_{шт} = k\Phi_{шт} \omega_{шт} = U_{ном} - I_{ном} R_{я}$$

Оскільки  $U_{ном} - I_{ном} R_{я} = const$ , то з рівності  $E_{пр} = E_{шт}$  витікає наступне співвідношення:

$$\Phi_{шт} = \frac{\Phi_{ном} \omega_{ном}}{\omega_{шт}}, \quad (3.26)$$

де  $\omega_{шт}$  – швидкість на штучній характеристиці при  $I = I_{ном}$ .

Підставляючи (4.27) в (4.26), отримуємо

$$M_{дон} \omega_{шт} = M_{ном} \omega_{ном} = P_{ном} = const. \quad (3.27)$$

Як видно з (3.27), при роботі двигуна на штучних характеристиках він може бути навантажений на свою номінальну потужність. Пояснення це

полягає в тому, що, хоча момент навантаження при зменшенні магнітного потоку знижується, одночасно підвищується швидкість двигуна, а їх перемноження, що визначає механічну потужність, залишається незмінним і рівним номінальній потужності. Таким чином, цим способом доцільне регулювання швидкості при постійній механічній потужності навантаження, що забезпечить повне використання двигуна при роботі на всіх штучних характеристиках.

### 3.10 Регулювання координат електроприводу з ДПС НЗ зміною напруги якоря. Система «перетворювач – двигун»

Даний спосіб широко використовується для регулювання будь-яких координат ЕП при високих вимогах до показників його якості (рис. 3.16).

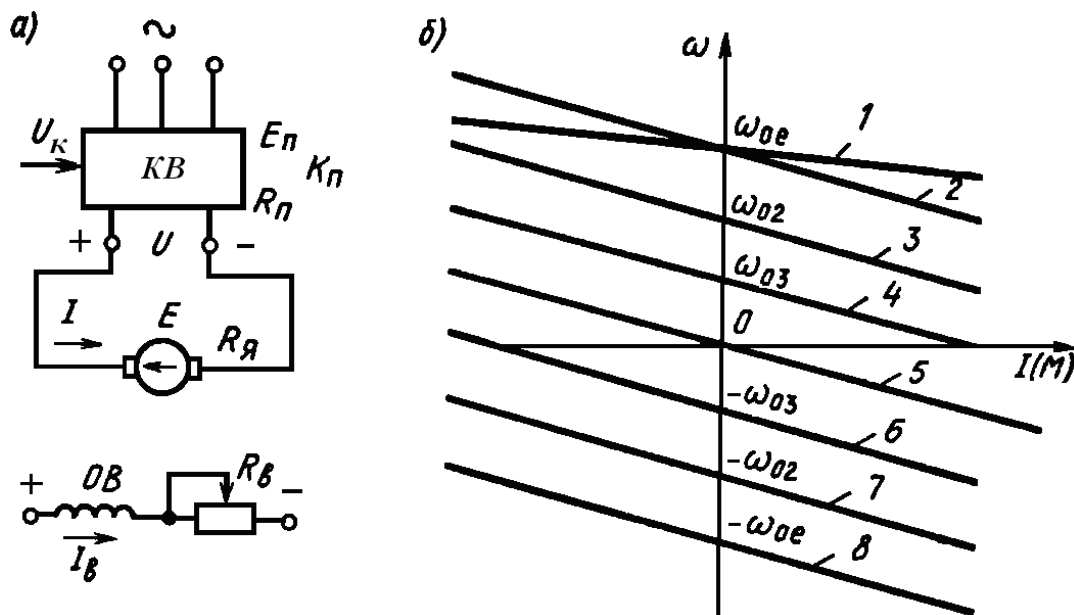


Рисунок 3.16 – Схема включення ДПС НЗ (а) і його характеристики при регулюванні напруги (б)

Реалізація цього способу передбачає живлення якоря ДПС НЗ від перетворювача, вихідна напруга якого регулюється по величині і може змінюватися при необхідності по полярності.

Оскільки основним джерелом живлення ЕП служить мережа змінного струму, то таким перетворювачем є керований випрямляч (КВ).

Схема показана на рисунку 3.16 а., отримала назву «Система КВ – Д» де Еп – ЕРС КВ;

$R_n$  – його внутрішній опір;

$K_n = E_n / U_y$  – коефіцієнт посилення УВ;

$U_k$  – вихідний сигнал керування.

Напруга на виході УВ унаслідок наявності його внутрішнього опору  $R_n$  визначається як

$$U = E_n - IR_n \quad (3.28)$$

Обмотка збудження ДПС НЗ живиться від окремого джерела постійного струму, наприклад, некерованого або керованого випрямляча.

Розрахункові формули для електромеханічної і механічної характеристик:

$$\omega = \frac{E_n}{(k\Phi)} - \frac{I(R_a + R_n)}{(k\Phi)} = \omega_0 - \Delta\omega \quad (3.29)$$

$$\omega = \frac{E_n}{(k\Phi)} - \frac{M(R_a + R_n)}{(k\Phi)^2} = \omega_0 - \Delta\omega \quad (3.30)$$

При зміні  $E_n$  пропорційно змінюється швидкість ідеального холостого ходу  $\omega_0$ , а штучні характеристики 2–8 (рис. 3.16, б), залишаючись лінійними і паралельними один одному, мають в порівнянні з природною характеристикою 1 ДПС НЗ невеликий нахил із-за наявності опору  $R_n$ . Природна характеристика отримана при живленні ДПС НЗ від джерела нескінченно великої потужності (з нульовим внутрішнім опором).

Характеристики розташовуються у всіх чотирьох квадрантах паралельно один одному; при  $E_n=0$  ДПС працює в режимі динамічного гальмування.

Характеристики 2–8 побудовані відповідно при наступних значеннях ЕДРС КВ:

$$E_{n2} > E_{n3} > E_{n4};$$

$$E_{n5} = 0;$$

$$E_{n6} = -E_{n4}; \quad E_{n7} = -E_{n3}; \quad E_{n8} = -E_{n2}.$$

Керований випрямляч виконується у вигляді електромашинної системи «генератор – двигун» (Г–Д) або системи «тиристорний перетворювач – двигун» (ТП–Д).

### 3.11 Система «генератор – двигун» (Г–Д)

У цій системі якорь 4 двигуна безпосередньо приєднується до якоря 3 генератора, які разом з приводним двигуном 1 утворює електромашинний випрямляч 2 трифазні змінні струми в постійні (рис. 3.17).

Регулювання напруги на якорі ДПС відбувається за рахунок зміни струму збудження генератора  $I_{\phi 2}$ , при регулюванні якого за допомогою потенціометра 8 змінюється ЕРС генератора  $E_e$  і відповідно напруга на якорі двигуна  $U$ .

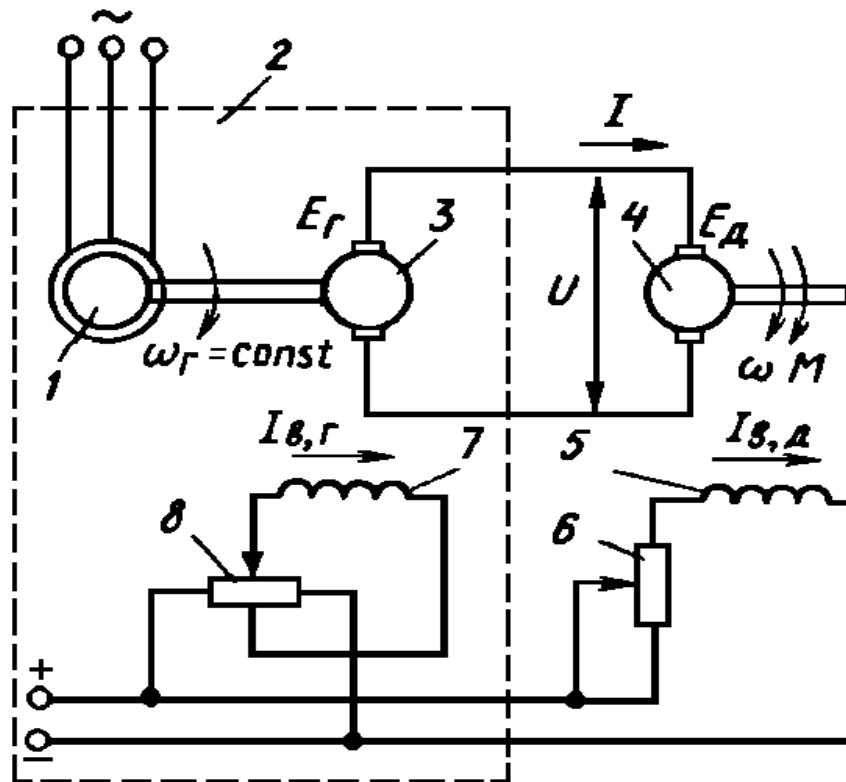


Рисунок 3.17 – Схема системи «генератор – двигун»

Регулювання напруги в цій системі може поєднувати дію на магнітний потік двигуна, що забезпечує двозонне регулювання швидкості. Регулювання магнітного потоку двигуна здійснюється за рахунок включення в коло обмотки 5 збудження двигуна резистора 6.

У замкнутих ЕП живлення обмотки 7 збудження генератора здійснюється від регульованого джерела постійного струму (напівпровідникового КВ).

Характеристики системи «генератор – двигун» відповідають рисунку 3.16, б.

Основними достоїнствами системи «генератор – двигун» є великий діапазон і плавність регулювання швидкості двигуна, висока жорсткість і лінійність характеристики, можливість отримання всіх енергетичних режимів роботи ДПС, у тому числі і рекуперативного гальмування.

Недоліками такої системи є низький ККД, інерційність процесу регулювання, потрібна встановлена потужність електричних машин, шум при роботі.

### 3.12 Система «тиристорний перетворювач – двигун»

Основним типом перетворювачів використаних в даний час в регульованому ЕП постійного струму, є напівпровідникові статичні перетворювачі, і в першу чергу тиристорні.

Прикладом ТП – Д є однофазний двонапівперіодний нереверсивний тиристорний випрямляч, зібраний по нульовій схемі (рис. 3.18, а).

Перетворювач включає согласуючий трансформатор Т, який має дві вторичні обмотки, два тиристори  $VS1$  і  $VS2$ , згладжуючий реактор  $L$  і систему імпульсно-фазового управління тиристорами (СІФУ). Перетворювач забезпечує регулювання напруги на двигуні за рахунок зміни середнього значення ЕРС перетворювача  $E_n$ . Це досягається регулюванням за допомогою системи СІФУ по сигналу  $U_y$  кута  $\alpha$  управління тиристорами,  $\alpha$  є кутом затримки відкриття тиристорів  $VS1$  і  $VS2$  щодо моменту, коли напруга на їх анодах стає позитивною.

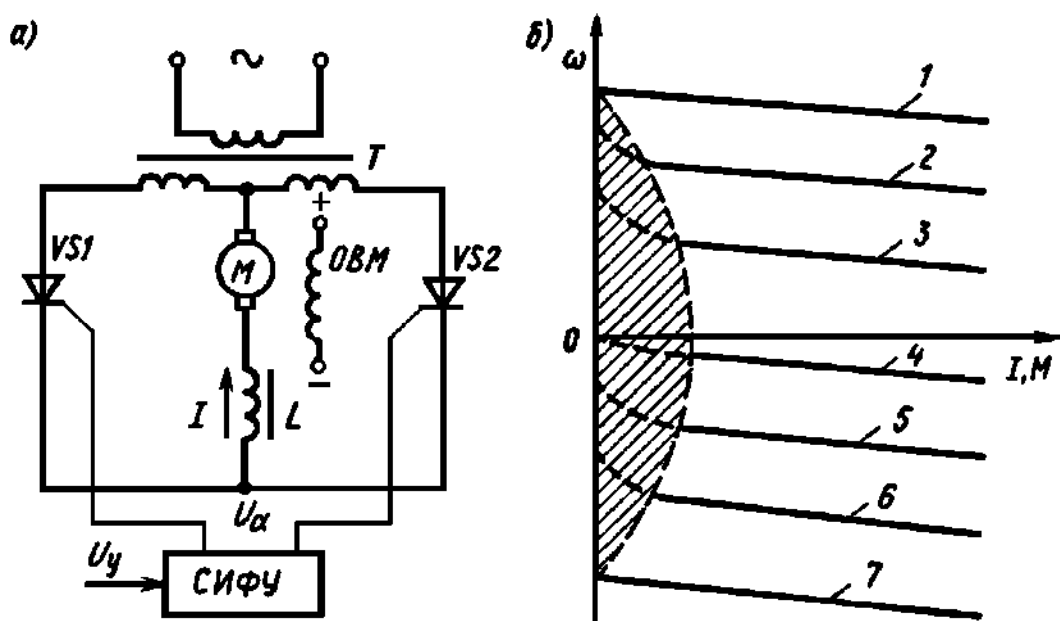


Рисунок 3.18 – Схема системи ТП – Д (а) і характеристики двигуна (б)

Коли  $\alpha$  мінімальний, тобто тиристори  $VS1$  і  $VS2$  здійснюють двонапівперіодне випрямлення до якоря двигуна прикладається повна напруга. Якщо за допомогою СІФУ кут  $\alpha$  збільшувати, то ЕРС перетворювача зменшуватиметься і обороти двигуна знизяться.

Залежність середнього значення ЕРС багатofазного перетворювача від кута управління тиристорами  $\alpha$  має вид

$$E_{cp} = E_{\max} m \sin\left(\frac{\pi}{m}\right) \cos\left(\frac{\alpha}{\pi}\right) = E_{cp0} \cos \alpha \quad (3.31)$$

де  $m$  – кількість фаз;

$E_{\max}$  – амплітудне значення ЕРС перетворювача;

$E_{cp0}$  – ЕРС перетворювача при  $\alpha=0$ .

Зважаючи на пульсуючий характер ЕРС перетворювача струм в колі якоря також є пульсуючим. Такий характер струму надає шкідливий вплив на роботу двигуна, приводячи до погіршення умов роботи його колектора, додаткових втрат енергії і нагріву. Для зменшення пульсацій струму в коло якоря зазвичай включається згладжуючий реактор, індуктивність  $L$  якого вибирається залежно від допустимого рівня пульсацій струму.

Особливістю характеристик двигуна при його живленні від УВ є наявність області, виділеної на рисунок 3.18, б, пунктирною лінією і заштрихованою, де характеристики нелінійні. У цій області має місце режим переривистого струму і викликане цим помітна зміна (зменшення) жорсткості характеристик. Унаслідок односторонньої провідності перетворювача характеристики розташовуються тільки в I (характеристики 1–3 при  $\alpha = 3; 300$  і  $600$ ) і IV (характеристики 4–7 при  $\alpha = 90^\circ; 1200$  і  $1500$  і  $1750$ ) квадрантах.

Розрахункові формули для електромеханічної і механічної характеристик:

$$\omega = E_{cp0} \frac{\cos \alpha}{(k\Phi)} - \frac{I(R_{\text{я}} + R_n)}{(k\Phi)} \quad (3.32)$$

$$\omega = E_{cp0} \frac{\cos \alpha}{(k\Phi)} - \frac{M(R_{\text{я}} + R_n)}{(k\Phi)^2} \quad (3.33)$$

При  $\alpha = \pi/2$   $E_n = 0$  і двигун працює в режимі динамічного гальмування.

Електрична схема ЕП з трифазним мостовим нереверсивним керованим перетворювачем зображена на рисунок 3.19.

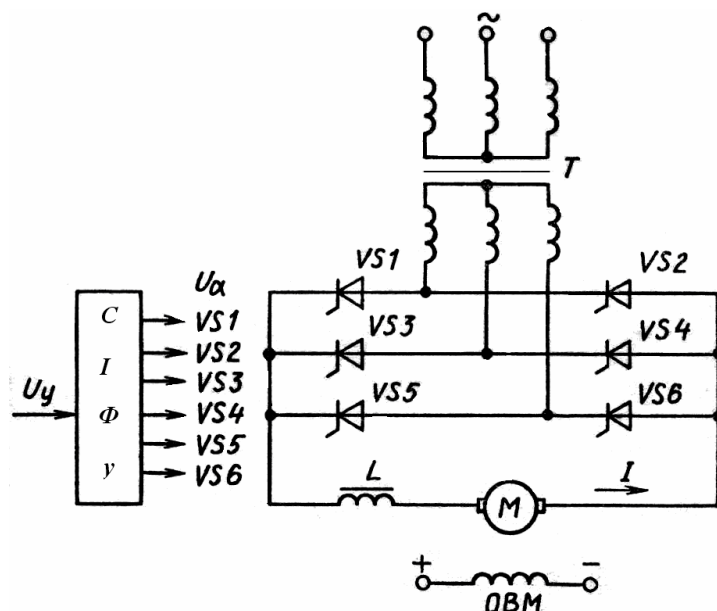


Рисунок 3.19 – схема ЕП з трифазним мостовим нереверсивним керованим перетворювачем

Характеристики двигуна при використанні трифазного випрямляча аналогічні зображеним на рис. 3.18, б. Однак пульсації струму у якорі двигуна менш чим у схемі на рисунок 3.18, а.

Для отримання характеристик двигуна у всіх чотирьох квадрантах використовуються реверсні керовані випрямлячі, які складаються з двох нереверсивних випрямлячів рисунок 3.20, а.

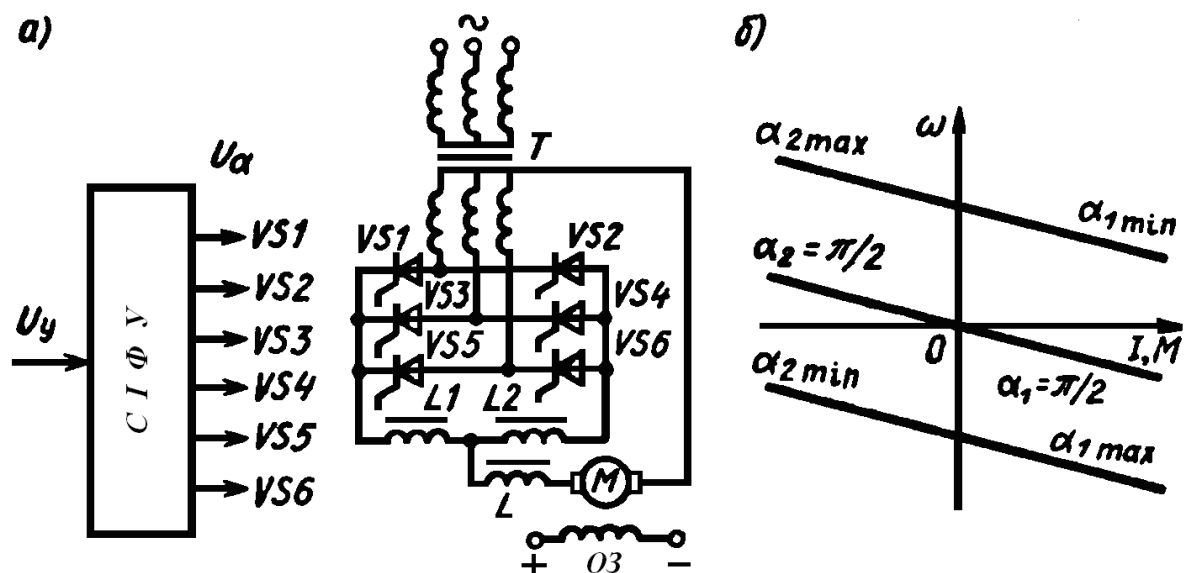


Рисунок 3.20 – Схема ЕП з реверсивним КВ з нульовим виводом (а) і характеристики ДПС НЗ при спільному методі управління тиристорами (б)

На рисунку 3.20, а приведена схема ЕП з трифазним мостовим реверсивним УВ. У реверсивних УВ використовуються два основні принципи управління комплектами вентилів: спільне і роздільне.

#### Спільне управління

Спільне управління передбачає подачу від системи імпульсно-фазового управління тиристорами (СІФУ) імпульсів управління  $U_a$  одночасно на вентилях обох комплектів  $VS1$ ,  $VS3$ ,  $VS5$  (катодна група) і  $VS2$ ,  $VS4$ ,  $VS6$  (анодна група). При цьому за рахунок наявності кута зсуву між імпульсами управління двох комплектів, близького до  $\pi$ , один з комплектів працює у випрямному режимі і проводить струм, а інший – в інверторному режимі і струм не проводить.

Між комплектами протікає так званий зрівняльний струм. Для його обмеження в схемі передбачені зрівняльні реактори  $L1$  і  $L2$ .

Зовнішній вигляд характеристик двигуна залежить від способу погодження кутів керування двома комплектами ключів. При лінійному погодженні сума кутів випрямляча  $\alpha_1$  і інвертора  $\alpha_2$  підтримується рівною  $\pi$ , характеристики лінійні (рис. 3.20, б) і аналогічні характеристикам системи Г–Д.

Роздільне управління використовується для повного виключення зрівняльних струмів між комплектами реверсивного КВ. Суть його полягає в тому, що імпульси управління подаються тільки на один з комплектів, який повинен в даний момент проводити струм. На другий комплект імпульси не подаються і він не працює, «закритий».

Управління здійснюється, в цьому випадку, за допомогою логічного перемикального пристрою (ЛПП). Цей пристрій здійснює контроль за струмом перетворювача, забезпечуючи включення і виключення комплектів з невеликою паузою в 5–10 мс. В наслідок чого при переході ДПС з одного енергетичного режиму до іншого поблизу вісі швидкості має місце режим преривних струмів, що відображається у не лінійності характеристик ДПС.

До достоїнств системи ТП–Д відносяться:

- плавність регулювання;
- значний діапазон регулювання швидкості;
- велика жорсткість отримуваних штучних характеристик;
- високий ККД електроприводу, визначуваний високими ККД трансформаторів (0,93 – 0,98) і КВ (0,9 – 0,92);
- безшумність в роботі;
- простота в обслуговуванні і експлуатації.

До недоліків системи ТП – Д відносяться:

- перетворювач має односторонню провідність;
- для отримання характеристик у всіх чотирьох квадрантах потрібно використовувати реверсивний двокомплектний перетворювач;
- напруга на якорі і струм мають пульсуючий характер, що ухудшає умови роботи двигуна;
- вентильний електропривод вносить спотворення у форму струму і напруги джерела живлення, що негативно позначається на роботі інших приймачів електроенергії;
- тиристорні перетворювачі мають малу перевантажувальну здатність зі струму та напруги.

### **3.13 Схема включення двигуна постійного струму послідовного збудження**

Схему двигуна постійного струму послідовного збудження (ДПС ПЗ) наведено на рисунку 3.21, а. Обмотка збудження включена послідовно з якорем, що створює умови для форсованої зміни потоку двигуна. При цьому аналіз динамічних властивостей двигуна без урахування вихрових струмів під

час швидких змін потоку призводить у більшості випадків до значних похибок. Їх вплив можна врахувати, якщо поставити коротко замкнуту обмотку на осі  $\beta$  (рис. 3.21, б).

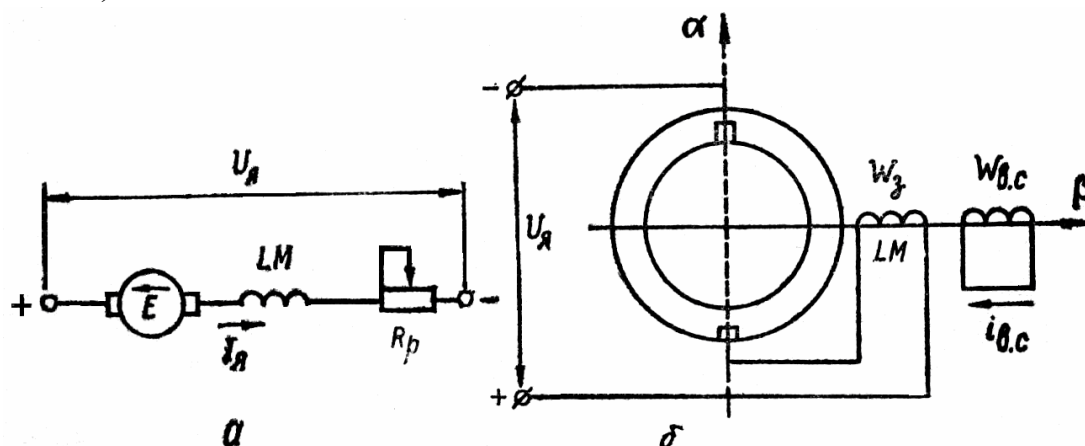


Рисунок 3.21 – Схема двигуна постійного струму послідовного збудження

Якщо прийняти, що ця обмотка зв'язана з потоком машини  $\Phi$  по повздовжній осі коефіцієнтом, який дорівнює одиниці, то динамічний режим роботи двигуна можна описати:

$$\left. \begin{aligned} 0 &= i_{B.C.} R_{B.C.} + W_{B.C.} \frac{d\Phi}{dt}; \\ U_a &= c\Phi\omega + i_a R_a + L_a \frac{di_a}{dt} + W_a \frac{d\Phi}{dt}; \\ M &= c\Phi i_a, \end{aligned} \right\} \quad (3.34)$$

Якщо для двигуна незалежного збудження потік не залежить від струму навантаження, то для двигуна послідовного збудження потік є функцією струму навантаження.

Електромеханічна і механічна характеристики двигуна:

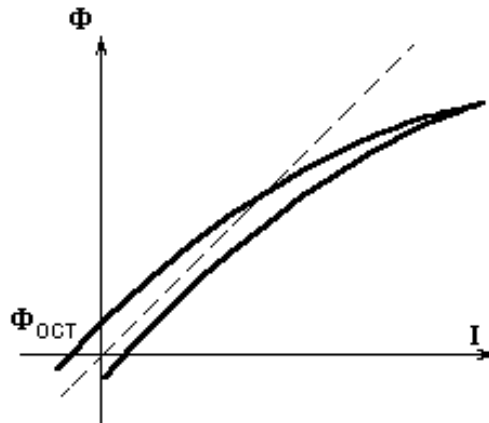
$$\omega = \frac{(U - IR)}{[k\Phi(I)]}; \quad (3.35)$$

$$\omega = \frac{U}{[k\Phi(I)]} - \frac{MR}{[k\Phi(I)]^2}, \quad (3.36)$$

де  $R=R_a+R_{oz}+R_d$  – опір електричного кола.

Магнітний потік і струм пов'язані між собою кривими намагнічування  $\Phi(I)$  (рис. 3.22). Криву намагнічування можливо описати за допомогою аналітичного вираження, що дозволить отримати формули для характеристик двигуна.

Залежність  $\Phi = \varphi(I)$  – характеристика намагнічення – не має простого аналітичного виразу, її зразковий вигляд зображений на рисуюнок 3.22.



Рисуюнок 3.22 – Характеристика намагнічення машини постійного струму

У першому наближенні залежність між швидкістю двигуна і моментом, що розвивається ним, в сталому режимі можна знайти в припущенні, що потік збудження і струм в якорі двигуна зв'язані між собою лінійною залежністю (пунктир на рис. 3.22):

$$\Phi = \alpha I. \quad (3.37)$$

$$M = k\Phi I = k\alpha I^2, \quad (3.38)$$

Розрахункові формули для електромеханічної і механічної характеристик:

$$\omega = \frac{U}{(k\alpha I)} - \frac{R}{(k\alpha)}, \quad (3.39)$$

$$\omega = \frac{U}{\sqrt{k\alpha M}} - \frac{R}{(k\alpha)}. \quad (3.40)$$

Таким чином, при зробленому допущенні  $\omega(I)$  і  $\omega(M)$  характеристики двигуна послідовного збудження зображаються гіперболою (рис. 3.23).

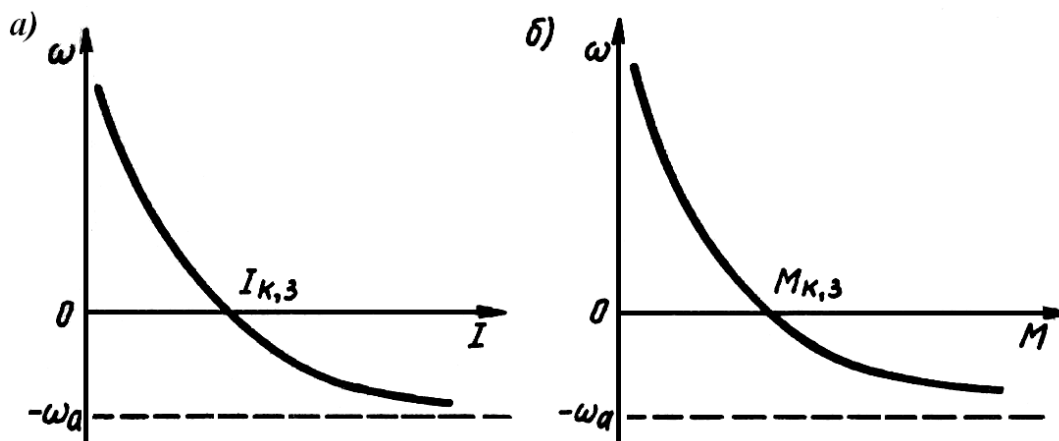


Рисунок 3.23 – Електромеханічна (а) і механічна характеристика ДПС ПЗ

Особливістю отриманих характеристик є у тому, що при невеликих струмах і моментах двигуна, відповідних малим моментам навантаження, його швидкість приймає великі значення, при цьому характеристики не перетинають вісь швидкості.

Жорсткість механічної характеристики двигуна послідовного збудження  $\beta = \frac{dM}{d\omega}$  змінна і зростає із збільшенням навантаження.

Таким чином, для ДПС ПЗ включеного за основною схемою (рис. 3.21, а) не існують режими холостого ходу і генераторного паралельно з мережею (рекуперативного гальмування), оскільки не існують ділянки характеристик у другому квадранті.

При будь-якій швидкості  $E < U$ , в силу чого віддачі енергії в мережу відбуватися не може. В силу присутності у двигуні потоку остатнього намагнічування  $\Phi_{ост}$  практично швидкість холостого ходу існує

$$\omega_0 = \frac{U}{(k\Phi_{ост})}. \quad (3.41)$$

Інші режими роботи ДПС ПЗ аналогічні режимам роботи ДПС НЗ.

Для точних практичних розрахунків ДПС ПЗ використовуються так звані універсальні характеристики рисунок 3.24.

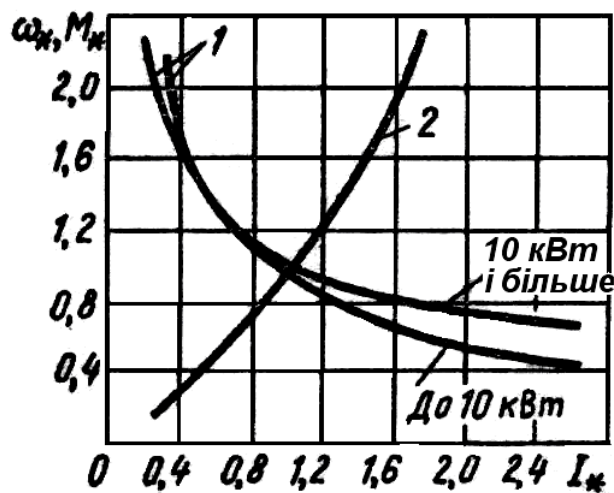


Рисунок 3.24 – Універсальні характеристики ДПС ПЗ

Вони представляють з себе залежності відносної швидкості  $\omega^*$  (криві 1) та моменту  $M^*$  (крива 2) від відносного струму  $I^*$ .

$$\omega_* = \frac{\omega}{\omega_{HOO}}, \quad (3.42)$$

$$I_* = \frac{I}{I_{HOO}}, \quad (3.43)$$

$$M_* = \frac{M}{M_{HOO}}. \quad (3.44)$$

Для отримання характеристик з більшою точністю залежність  $\omega^*(I^*)$  представлена двома кривими – для двигунів до 10кВт і більше.

### 3.14 Регулювання швидкості ДПС ПЗ зміною магнітного потоку, напруги і шунтуванням резистором якоря

#### Регулювання швидкості зміною магнітного потоку.

При цьому способі регулюється опір резистора 2 (рис. 3.25, а), включеного паралельно обмотці 3 збудження двигуна. Відзначимо, що регулювання магнітного потоку для цього типу двигуна постійного струму не є повністю незалежним, оскільки струм збудження в даній схемі як і раніше пропорційний струму якоря  $I$ , визначуваного навантаженням ЕП.

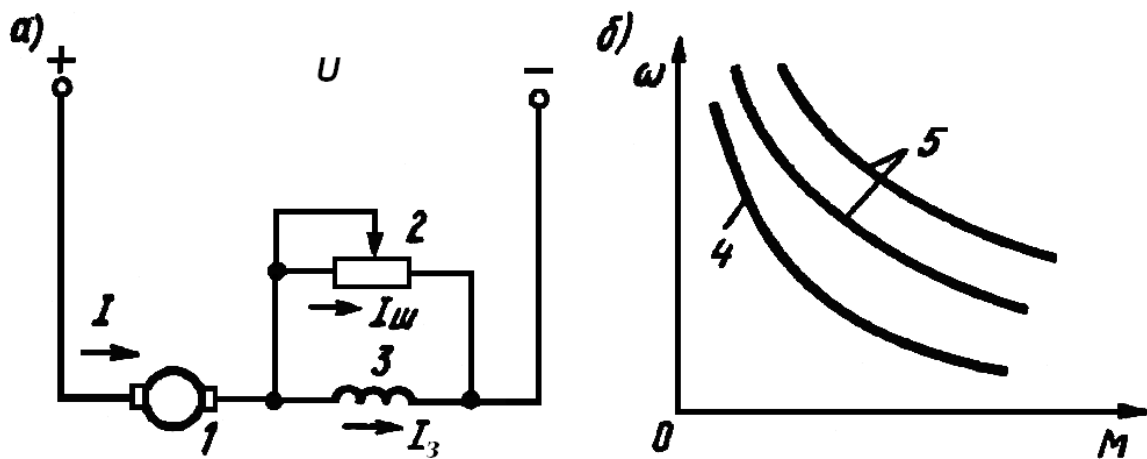


Рисунок 3.25 – Схема регулювання швидкості ДПС ПЗ зміною магнітного потоку а) і механічні характеристики

Для визначення вигляду і розташування штучних механічних характеристик двигуна, які отримують при різних величинах  $R_{ш}$ , проведемо наступний аналіз.

При  $R_{ш} = \infty$  (розрив шунтуючого кола) двигун виявляється включеним по своїй основній схемі, чому відповідає природна характеристика 4 (рис. 3.25, б).

При  $0 < R_{ш} < \infty$  частина струму якоря відгалужується в шунтуюче коло ( $I_{ш} \neq 0$ ), тому струм збудження  $I_z$  і магнітний потік  $\Phi$  зменшуються, що викликає збільшення швидкості двигуна, при цьому штучні механічні характеристики 5 розташовані вище природної.

При  $M \rightarrow 0$   $I \rightarrow 0$ ,  $I_z \rightarrow 0$ ,  $\Phi \rightarrow 0$  і швидкість  $\omega \rightarrow \infty$ , тобто і в цьому випадку вісь швидкості є асимптотою для всіх штучних механічних характеристик.

Показники регулювання швидкості цим способом для ДПС ПЗ збігаються з показниками для ДПС НЗ.

#### Регулювання швидкості зміною напруги.

В цьому випадку двигун 2 (рис. 3.26, а) підключається до керованого випрямляча 1, вихідна напруга якого  $U$  регулюється відповідно до зміни вхідного сигналу  $U_y$ , управління. Механічні характеристики двигуна при різній вихідній напрузі перетворювача показані на рисунку 3.26, б. При ( $U = U_{ном}$  і зневазі внутрішнім опором керованого випрямляча двигун працює на природній характеристиці 3).

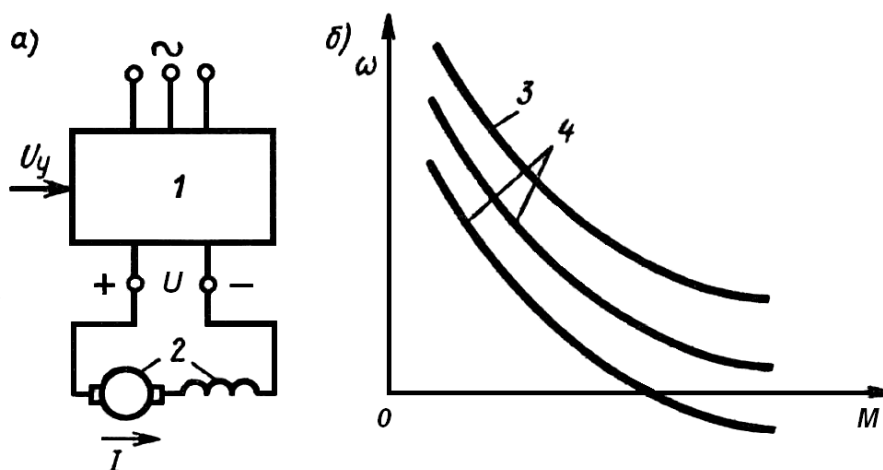


Рисунок 3.26 – Схема для регулювання координат ДПС ПЗ зміною напруги (а) і механічні характеристики (б)

При зниженні напруги відповідно до (3.35) і (3.36) його швидкість знижується і штучні характеристики 4 розташовуються нижче природної. При  $I \rightarrow 0$   $M \rightarrow 0$ ,  $\Phi \rightarrow 0$ ,  $\omega \rightarrow \infty$ , тобто вісь швидкості є асимптотою характеристик двигуна.

Показники регулювання швидкості зміною напруги відповідають таким для ЕП з двигуном постійного струму незалежного збудження.

#### Регулювання швидкості шунтуванням якоря резистором.

Цей спосіб використовується для отримання знижених швидкостей ЕП з ДПС ПЗ і певною швидкістю ідеального холостого ходу. Найбільшого поширення набула схема (рис. 3.27), в якій шунтуючий якір 1, резистор  $R_{ш}$  і послідовно включений резистор  $R_n$  разом з обмоткою 2 збудження утворюють делитель напруги. За рахунок цього до якоря двигуна підводиться знижена напруга і його характеристики розташовуються нижче природної.

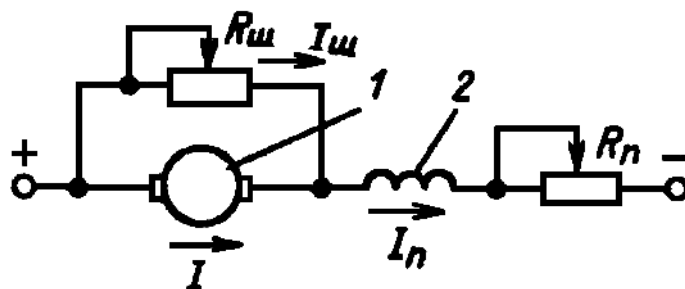


Рисунок 3.27 – Схема регулювання координат ДПТ ПВ шунтуванням якоря резистором

Іншою особливістю даної схеми є той факт, що при струмі якоря  $I=0$  струм збудження  $I_z$  за рахунок наявності резистора  $R_{ш}$  не дорівнює нулю, тому

відмінний від нуля магнітний потік і двигун має певну швидкість ідеального холостого ходу  $\omega_0$ .

При швидкості двигуна, більшій  $\omega_0$ , струм в якорі змінює свій напрям і струм збудження у міру зростання швидкості зменшується. При прагненні струму якоря до значення  $I = -U/R_{\omega}$  струм збудження і магнітний потік прагнуть до нуля, а швидкість до нескінченності. Іншими словами, вертикальна лінія абсцисою  $I = -U/R_{\omega}$  являється асимптотою електромеханічної характеристики  $I$  (рис. 3.28, а).

Для зображення механічної характеристики в другому квадранті звернемося до формули для електромагнітного моменту двигуна. При  $\omega = \omega_0$   $I = 0$  і  $M = 0$ , а при  $I \rightarrow -U/R_{\omega}$   $\Phi \rightarrow 0$  і  $M \rightarrow 0$  т. е. вісь швидкості є вертикальною асимптотою механічної характеристики

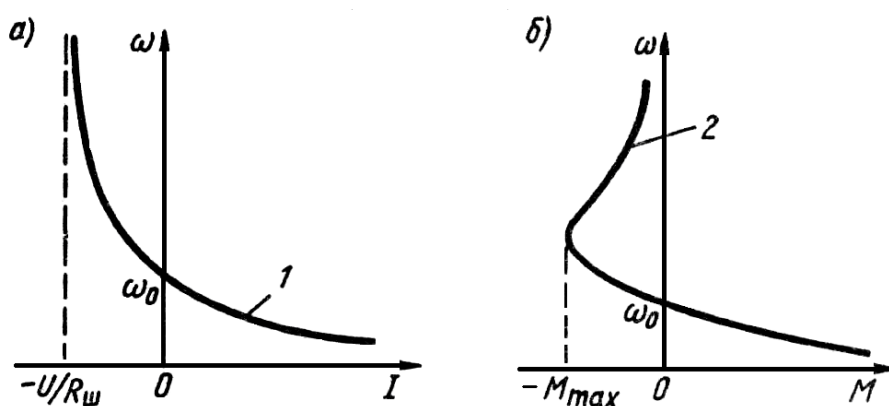


Рисунок 3.28 – Характеристики ДПС ПЗ в схемі з шунтуванням якоря

Момент двигуна, рівний нулю при  $\omega = \omega_0$  і  $\omega \rightarrow \infty$  у проміжному інтервалі швидкості має максимум  $M_{\max}$ . Проведений аналіз дозволяє представити штучну механічну характеристику двигуна у вигляді кривої 2, показаною на рисунок 3.28, б.

### 3.15 Гальмування електроприводу з двигуном постійного струму послідовного збудження

Для здійснення примусового електричного гальмування ЕП двигун має бути переведений в генераторний режим роботи.

#### Динамічне гальмування ДПС ПЗ.

Цей режим може бути реалізований за двома схемами – з незалежним збудженням і з самозбудженням.

Динамічне гальмування ДПС ПЗ з незалежним збудженням реалізується по схемі рисунок 3.7 і аналогічно режиму, розглянутому для ДПС НЗ.

Характеристики описуються рівняннями (3.18) і (3.19) і мають вид прямих 1–3, координат, що проходять через початок, як це показано на рисунку 3.29.

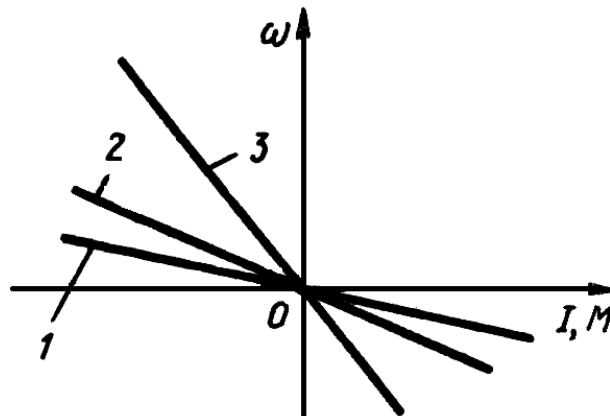


Рисунок 3.29 – Характеристики динамічного гальмування з незалежним збудженням ДПС ПЗ

Динамічне гальмування з самозбудженням реалізується в схемі (рис.3.30, а) з послідовним з'єднанням обмоток якоря 1, збудження 2 і резистора 3 (резистор може бути відсутнім).

Для виникнення і існування режиму самозбудження необхідне виконання наступних умов: наявність залишкового магнітного потоку  $\Phi_{ост}$  в двигуні; збіг по напрямку  $\Phi_{ост}$  і основного магнітного потоку  $\Phi$ , створюваного струмом збудження; опір кола обмотки якоря (з урахуванням опору  $R_d$  резистора 3) має бути менше критичного.

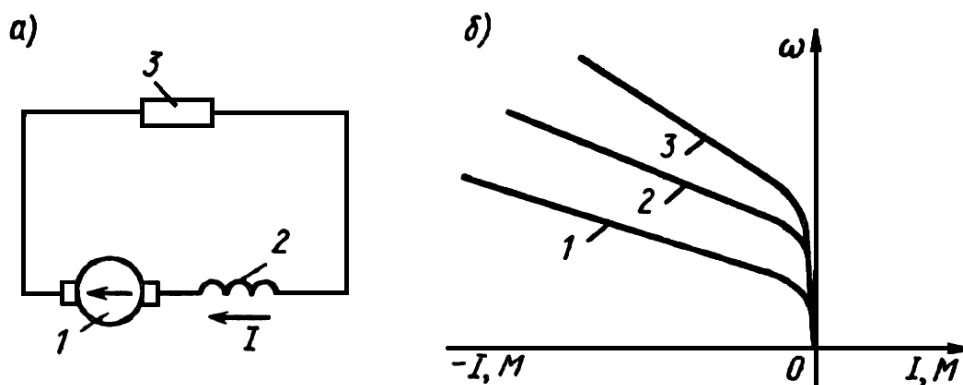


Рисунок 3.30 – Схема динамічного гальмування ДПС ПЗ з самозбудженням а) та механічні характеристики б)

Динамічне гальмування з самозбудженням відбувається таким чином. За наявності залишкового магнітного поля і обертанні якоря у ньому наводиться ЕРС, під дією якої з якоря і обмотки збудження двигуна почне протікати струм. Цей струм створює основний магнітний потік  $\Phi$ , який, збігаючись по напрямку

із залишковим потоком  $\Phi_{ост}$ , приведе до збільшення ЕРС. Це, у свою чергу, спричинить збільшення струму в двигуні і такий процес його самозбудження продовжуватиметься до тих пір, поки ЕРС не стане рівною сумарному падінню напруги в колі якоря.

Універсальні характеристики 1–3 ДПС ПЗ в цьому режимі, відповідні різним додатковим опорам,  $R1 < R2 < R3$ , показані на рисунк 3.30, б.

Гальмування противключенням ДПС ПЗ. Цей режим здійснюється зміною полярності напруги на обмотці якоря при збереженні того ж напрямку струму в обмотці збудження (або навпаки). При цьому відповідно до (3.18) змінюється знак моменту двигуна. Для обмеження струму в цьому режимі в колі якоря  $1$  вводиться додатковий резистор  $2$ . Схема включення двигуна, що має ті ж позначення, що і початкова схема рисунок 3.21, а, приведена на рисунку 3.31, а.

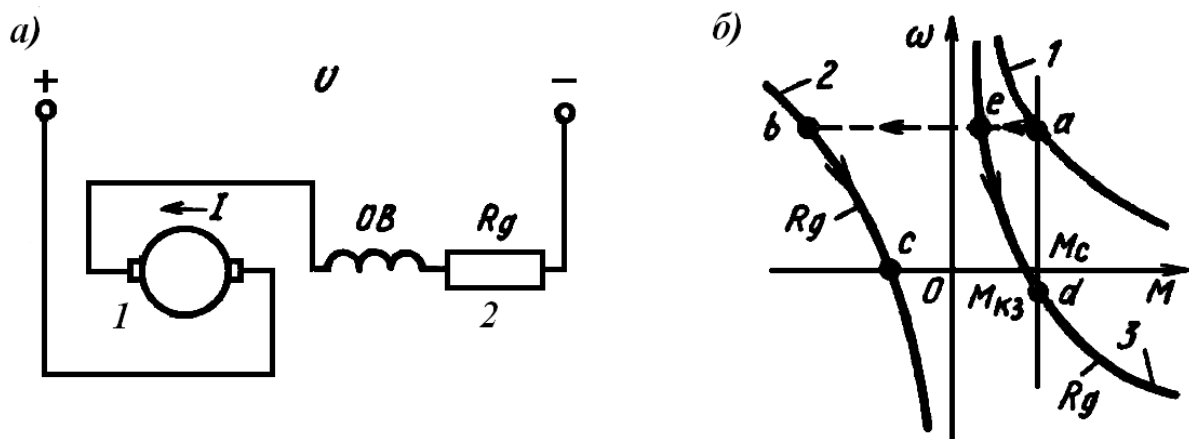


Рисунок 3.31 – Схема гальмування противключенням ДПС ПЗ а) і механічні характеристики б)

Процес гальмування ілюструється рисунок 3.31, б. До гальмування двигун працював в точці  $a$  на характеристиці  $1$ , долаючи момент опору  $M_c$ . Після вказаних перемикань і введення в коло якоря додаткового резистора  $R_d$  двигун переходить на характеристику  $2$  в точку  $b$ . Починається процес гальмування противключенням, якому відповідає ділянка  $bc$  характеристики  $2$ . У точці  $c$  гальмування закінчується (швидкість двигуна  $\omega = 0$ ), і схема управління відключає його від мережі.

Гальмування противключенням також реалізується і у тому випадку, коли двигун навантажений активним моментом  $M_c$ , що перевищує момент короткого замикання  $M_{кз}$ . Допустимо, що двигун в початковому режимі працює в точці  $a$  на характеристиці  $1$ , долаючи активний момент навантаження  $M_c$ . Якщо тепер, не змінюючи полярність напруги на двигуні, ввести в його якірне коло додатковий резистор  $R_d$ , то двигун матиме характеристику  $3$  і перейде в точку  $e$  цієї характеристики. Оскільки момент двигуна при цьому став менше моменту

навантаження, то він почне спочатку гальмуватися, а потім під дією активного  $M_c > M_{кз}$  і розгониться в протилежному напрямі, доки в точці  $d$  моменти навантаження  $M_c$  і двигуна не порівнюються. Двигун при цьому працюватиме в режимі гальмування противключенням. Такий спосіб гальмування часто використовується в ЕП вантажопідйомних машин і механізмів.

### 3.16 Властивості і характеристики електроприводу з двигуном постійного струму змішаного збудження

Двигун має дві обмотки збудження – незалежну 1, що підключається до джерела живлення через резистор 2, і послідовну 4, таку, що включається послідовно з резистором 3 і обмоткою 5 якорів (рис. 3.32, а).

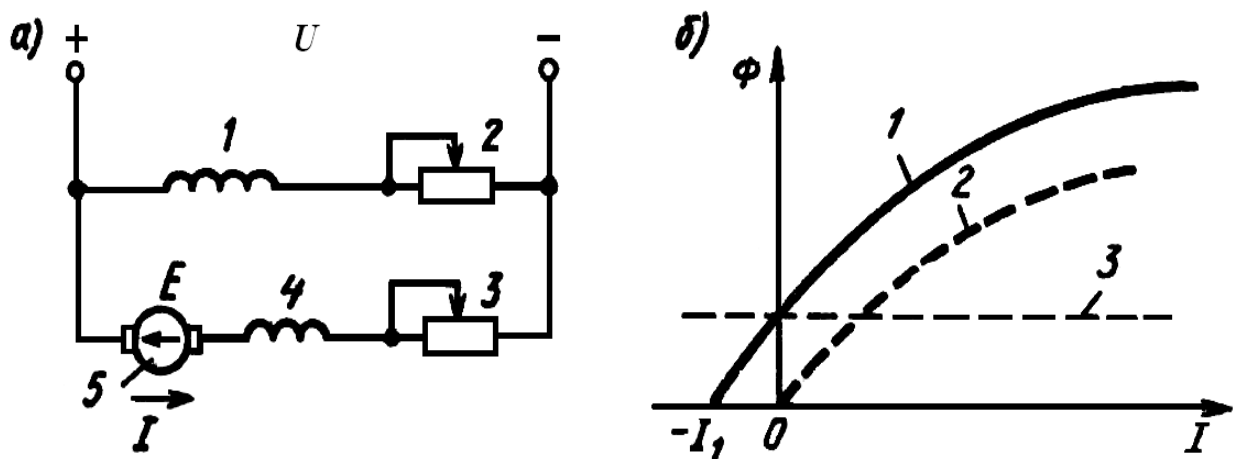


Рисунок 3.32 – Схема включення (а) і характеристики намагнічення (б) ДПС 33

Внаслідок цього, магнітний потік двигуна є сумою два складових – потоку  $\Phi_{озн}$ , що створюється обмоткою 1, і потоку  $\Phi_{озп}$ , що створюється обмоткою 4. Залежність цих потоків і сумарного потоку  $\Phi$  від струму показана на рисунку 3.32, б відповідно у вигляді штрихових ліній 3 і 2 і суцільній лінії 1. Важливо відзначити, що при струмі якоря, прагнучому до значення,  $-I_1$ , магнітний потік  $\Phi$  прагне до нуля і двигун тим самим розмагнічується.

Електромеханічна і механічна характеристики двигуна виражаються відповідно формулами (3.35) і (3.36), в яких магнітний потік  $\Phi$  також є функція струму якоря.

Для практичних розрахунків використовуються універсальні характеристики двигуна, які показані на рисунку 3.33.

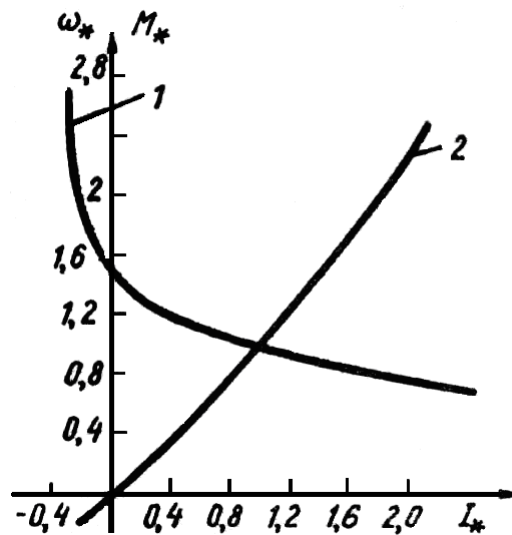


Рисунок 3.33 – Універсальні характеристики ДПС ЗЗ

Вони є залежностями 1 і 2 відповідно відносних швидкості  $\omega^* = \omega / \omega_{ном}$  і моменту  $M^* = M / M_{ном}$  від відносного струму якоря  $I^* = I / I_{ном}$  і багато в чому схожі з універсальними характеристиками ДПС ПЗ за одним суттєвим винятком: двигун із змішаним збудженням має певну швидкість ідеального холостого ходу.

Оскільки характеристики двигуна розташовуються і в другому квадранті, то він може працювати у всіх відомих режимах.

Регулювання координат ЕП з цим типом двигуна може здійснюватися зміною напруги, магнітного потоку і опору додаткового резистора в колі якоря. Двигун забезпечує режими гальмування: динамічного з незалежним збудженням і самозбудженням, противключенням і рекуперативного.

Відзначимо, що наявність двох обмоток збудження істотно збільшує витрату матеріалів на виготовлення двигуна і тим самим його масу, габарити і вартість. З цієї причини цей тип двигуна в даний час застосовується тільки в тих випадках, коли його використання диктується якими-небудь специфічними вимогами, з боку робочої машини і підтверджується техніко-економічними розрахунками.

### 3.17 Питання для самоконтролю

1. Які серії двигунів постійного струму використовуються на електричному транспорті?
2. Виконати опис основної схеми включення ДПС НЗ.
3. Які допущення були виконані при виводі формул для характеристик ДПС НЗ?
4. Назвіть види та признаки енергетичних режимів електродвигуна.
5. Назвіть основні способи регулювання координат ЕП з ДПС НЗ.

6. Охарактеризуйте основні способи регулювання швидкості ДПС НЗ.
7. Що таке пускова діаграма і як вона будується?
8. Опишіть структуру та принцип дії тиристорного керованого випрямляча.
9. Які переваги та недоліки системи Г–Д?
10. Які переваги та недоліки системи ТП–Д?
11. У чому мета створення статичних та динамічних характеристик ЕП?
12. В яких випадках оправдано використання схеми з шунтування якоря ДПС НЗ?
13. Які схема ті характеристики системи «джерело струму – двигун»?
14. У чому сутність імпульсного регулювання координат?
15. У чому особливість схеми включення та характеристик ДПС ПЗ ?
16. Що таке універсальна характеристика?
17. Назвіть способи регулювання швидкості ЕП з ДПС ПЗ?
18. В яких схемах включення ДПС ПЗ можливо забезпечити його гальмування?
19. У чому особливості схеми включення і характеристик ДПС змішаного збудження?

## IV АСИНХРОННИЙ ЕЛЕКТРОПРИВОД

### 4.1 Математичний опис процесів електромеханічного перетворення енергії в асинхронному двигуні

Електропривод з трифазним асинхронним двигуном (АД) є самим масовим видом привода у промисловості, комунальному і сільському господарстві. Таке положення обумовлено простотою виготовлення та експлуатації АД, їх меншою у порівнянні з ДПС масою, габаритами і вартістю, надійністю у роботі.

Принцип дії асинхронної машини в найзагальнішому вигляді полягає в наступному: один з елементів машини – статор використовується для створення рухомого з певною швидкістю магнітного поля, а в замкнутих провідних пасивних контурах іншого елементу – ротора наводяться ЕРС, що викликає протікання струмів і утворення сил (моментів) при їх взаємодії з магнітним полем. Всі ці явища мають місце при несинхронному – асинхронному русі ротора відносно поля, що і дало машинам такого типу назву – асинхронні.

Трифазний АД має обмотку статора, що підключається до трифазної мережі змінного струму (рис. 4.1,а) з напругою  $U_1$  і частотою  $f_1$ , і обмотку ротора, яка може бути виконана по двох варіантах.

Перший варіант передбачає виконання звичайної трифазної обмотки з провідників з виводами на три контактні кільця. Така конструкція відповідає АД з фазним ротором (рис. 4.1, а) і дозволяє включати в роторне коло різні електротехнічні елементи, наприклад резистори для регулювання швидкості, струму і моменту ЕП, і створювати з тією ж метою спеціальні схеми включення АД.

Інший вид обмотки отримують заливкою алюмінію в пази ротора (рис. 4.1, б), внаслідок чого утворюється конструкція, відома під назвою «біляча клітка».

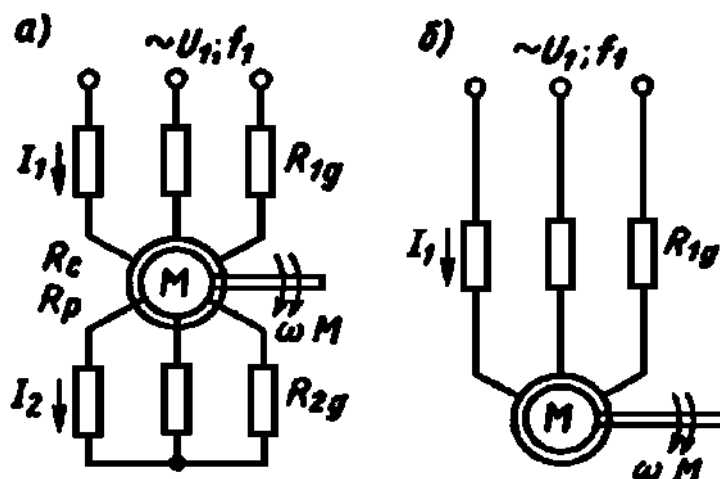


Рисунок 4.1 – Схеми включення АД з фазним ротором (а) і з короткозамкнутим ротором (б)

Схема АД з такою обмоткою, що не має електричних виводів, отримала назву короткозамкнутої.

За трифазною схемою вмикання АД з фазним ротором будується трифазна еквівалентна схема (рис.4.2, а) і відповідна їй двофазна модель зображена на рисунк 4.2, б.

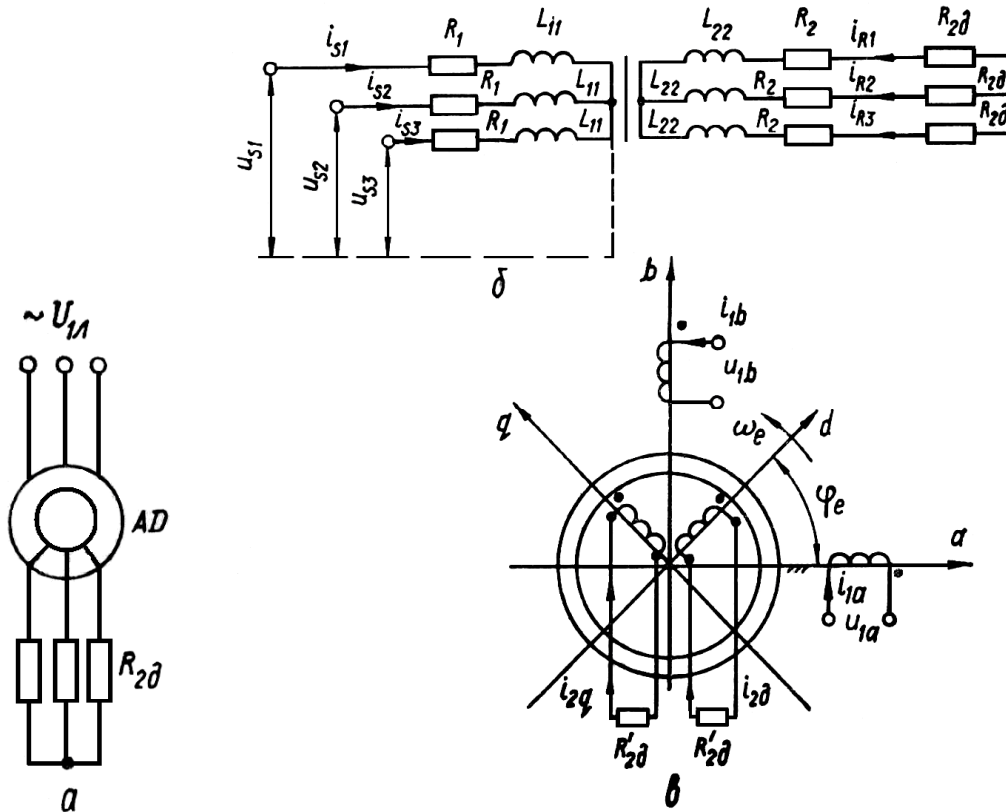


Рисунок 4.2 – Схеми трифазного АД (а, б) та його двофазної моделі (в)

Математичний опис процесів електромеханічного перетворення енергії в АД можна виконати з використанням однієї з математичних моделей узагальненого електромеханічного перетворювача.

У теорії машин змінного струму вводиться поняття індуктивності головного потоку (контуру намагнічування)  $L_m = \frac{m}{2} L_{12}$ , де  $m$  – кількість фаз машини. При цьому повні зведені індуктивності фаз статора і ротора

$$L_1 = L_m + L_{1\sigma}; \quad (4.1)$$

$$L_2 = L_m + L_{2\sigma}, \quad (4.2)$$

де  $L_{1\sigma}$ ,  $L_{2\sigma}$  – індуктивності полів розсіювання;

$L_m$  – індуктивність головного потоку;

$1\sigma$ ,  $2\sigma$  – коефіцієнти потоків розсіювання відповідно статорного і роторного кіл.

Вектори напруг, струмів, потокозчеплень асинхронного двигуна мають вигляд:

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= \frac{2}{3}(u_{s1} + u_{s2}e^{j\gamma} + u_{s3}e^{j2\gamma}); \\ i_1 &= \frac{2}{3}(i_{s1} + i_{s2}e^{j\gamma} + i_{s3}e^{j2\gamma}); \\ \psi_1 &= \frac{2}{3}(\psi_{s1} + \psi_{s2}e^{j\gamma} + \psi_{s3}e^{j2\gamma}). \end{aligned} \right\} \quad (4.3)$$

Аналогічно формуються вектори, що належать до ротора асинхронного двигуна.

Рівняння механічної характеристики, записаної в формі струмів:

$$R_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + L_m \frac{d}{dt}(e^{j\varphi_e} i_2) = u_1; \quad (4.4)$$

$$R_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} + L_m \frac{d}{dt}(e^{-j\varphi_e} i_1) = 0; \quad (4.5)$$

$$M = \frac{3}{2} p_n L_m I_m [i_1 (e^{j\varphi_e} i_2)^*]. \quad (4.6)$$

Не дивлячись на простоту фізичних явищ і матеріалізуючи їх конструктивів виконати повний математичний опис процесів в асинхронній машині дуже складний:

по-перше, всі напруги, струми, потокозчеплення – змінні, тобто характеризуються частотою, амплітудою, фазою або відповідними векторними величинами;

по-друге, взаємодіють рухомі контури, взаємне розташування яких змінюється в просторі;

по-третє, магнітний потік нелінійно пов'язаний із струмом (виявляється насичення магнітного кола), що намагнічує, активні опори роторному кола залежать від частоти (ефект витіснення струму), опори всіх кіл залежать від температури і тому подібне.

Принцип отримання рухомого магнітного поля розглянемо на найпростішій моделі асинхронної машини.

Нехай на статорі розташовано виток (котушка)  $A-X$  (рис. 4.3, а, б), по якому протікає змінний струм  $i_A = I_m \sin \omega t$ ;  $\omega = 2\pi f$ . ЕРС  $F_A$ , створена цим струмом, буде пульсувати по вісі витку (горизонтальні штрихові стрілки на рис. 4.3, в).

$$F_A = F_m \sin \omega t \quad (4.7)$$

Якщо додати віток (катушку)  $B-Y$ , розташований під кутом  $90^\circ$  до  $A-X$ , і пропустити по ньому струм  $i_B = I_m \cos \omega t$ , то ЕРС  $F_B$  буде пульсувати по вісі цього вітку (вертикальні стрілки):

$$F_B = F_m \cos \omega t. \quad (4.8)$$

Результуючий вектор ЕРС має модуль

$$F = \sqrt{F_A^2 + F_B^2} = F_m = \text{const}. \quad (4.9)$$

Його фаза  $\alpha$  визначиться з умови

$$\tan \alpha = \frac{F_A}{F_B} = \tan \omega t. \quad (4.10)$$

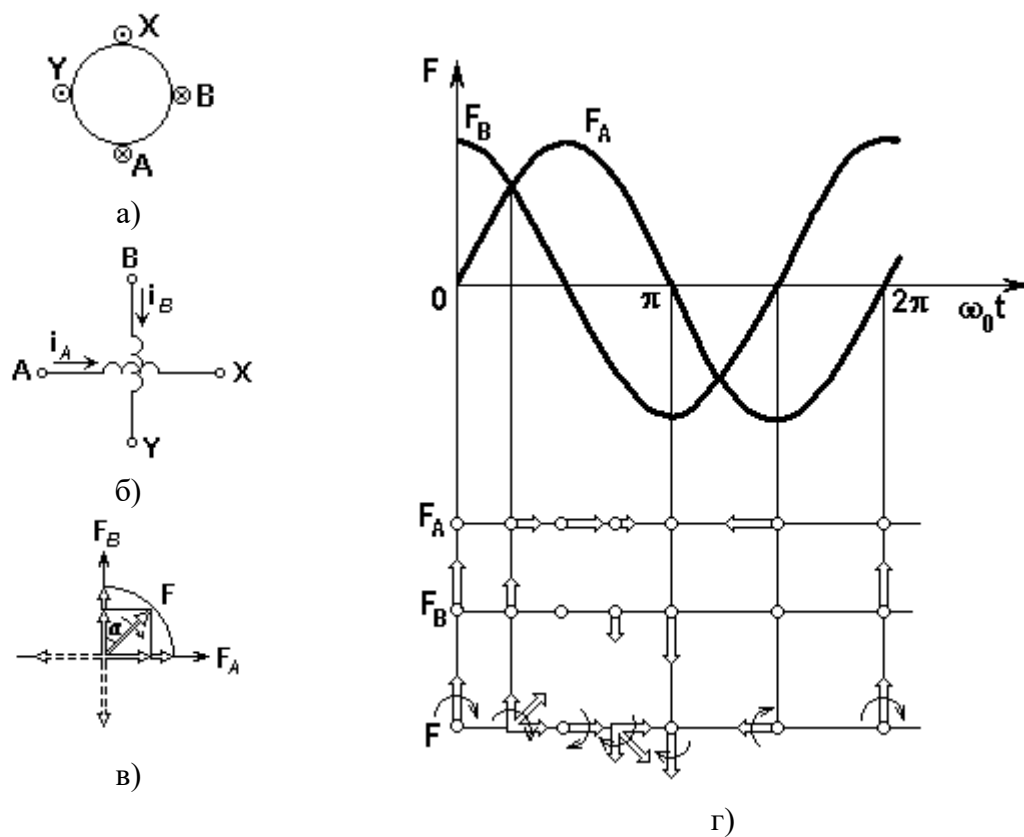


Рисунок 4.3 – Виникнення обертаючогося магнітного поля у асинхронному двигуні

Таким чином, вектор результуючої ЕРС при прийнятих умовах, тобто при зсуву двох витків у просторі на  $\pi/2$  та при зсуву струмів у часі на  $\pi/2$ , обертається з кутовою швидкістю

$$\omega = 2\pi f_1, \quad (4.11)$$

де  $f_1$  – частота струмів у витках.

У загальному випадку для машини, яка має  $p$  пар полюсів ( $p=1,2,3$ ), кутова швидкість  $\omega_0$ , тобто швидкість поля, визначається як

$$\omega_0 = \frac{2\pi f_1}{p}; \quad (4.12)$$

для частоти обертання  $n_0$  маємо:

$$n_0 = \frac{60 f_1}{p}, \quad (4.13)$$

Тобто при живленні від мережі  $f_1=50\text{Гц}$  частота обертів може бути 3000, 1500, 1000, 750, 600 об/хв., в залежності від конструкції машини.

Вираження (4.12) і (4.13) мають принциповий характер: вони показують, що для даній машини мається лиш одна можливість змінювати швидкість поля – змінювати частоту джерела живлення  $f_1$ .

#### Процеси при $\omega=\omega_0$

Нехай ротор обертається зі швидкістю  $\omega_0$ , тобто його обмотки не перетинають силових ліній магнітного поля і він не оказує суттєвого впливу на процеси. При грубому приближенні можливо представити обмотку статора як деяку ідеальну котушку, до якій приложена змінна напруга

$$u_1 = U_{m1} \sin \omega t \quad (4.14)$$

Подалі буде позначено синусоїдально змінні перемінні заглавними буквами (діючі значення), або додавати крапку над змінними (часові вектори) які мають амплітуду  $U_m = \sqrt{2U}$  і фазу  $\varphi$ .

Очевидно, що прикладена напруга  $\dot{U}_1$  урівноважиться ЕРС самоіндукції  $\dot{E}_1$  (рис. 4.3, а, б)

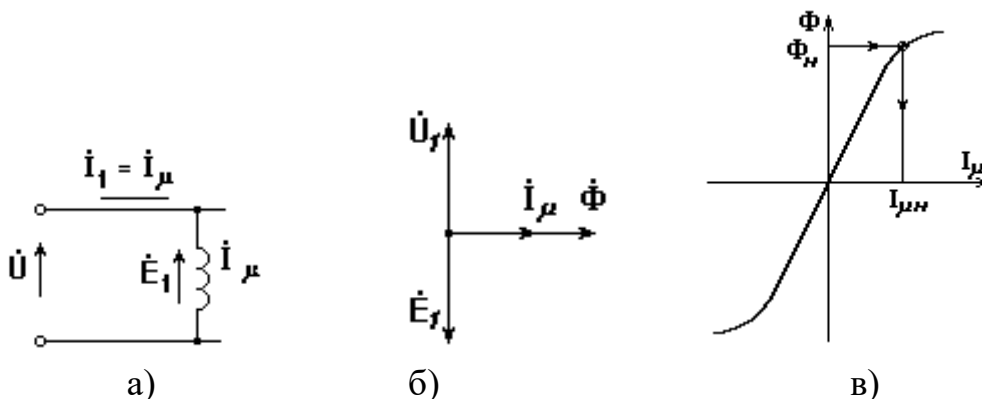


Рисунок 4.3 – Ідеалізована модель асинхронної машини при  $\omega = \omega_0$  (а), векторна діаграма (б) и крива намагнічування (в)

$$\dot{E}_1 = 4,44 \Phi f_1 w_1 k_{o\phi} \quad (4.15)$$

де  $w$  – кількість витків обмотки;

$k_{об}$  – коефіцієнт, який залежить від конкретного виконання обмотки.

Можливо приблизно врахувати, що магнітний потік визначається прикладеною напругою, частотою та параметрами обмотки:

$$\Phi \approx \frac{U_1}{4,44 f_1 w_1 k_{\dots}} \equiv \frac{U_1}{f_1}. \quad (4.16)$$

Струм в обмотці (фазі) статора – струм намагнічування визначається при цьому лише магнітним потоком і характеристикою намагнічування машини рисунок 4.3, в:

$$I_1 = I_{10} = I_{\mu} \quad (4.17)$$

У серійних машинах при  $U_1=U_{1н}$  і  $f_1=f_{1н}$ , тобто при номінальному магнітному потоці струм холостого ходу  $I_{10}$  складає звичайно 30 % – 40 % від номінального струму статора  $I_{1н}$ .

#### Процеси під навантаженням

При навантаженні валу  $\omega \neq \omega_0$ ; розрізнення швидкостей  $\omega$  і  $\omega_0$  прийнято характеризувати ковзанням

$$s = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0}. \quad (4.18)$$

Зараз у роторному колі з'явиться ЕРС  $E'_2$ , наведена за законом електромагнітної індукції

$$E'_2 = E_1 s; \quad (4.19)$$

Штрих у цьому та подальших вираженнях відмічає приведені величини, враховуючі неоднаковість обмоток статора і ротора. Частота наведеної ЕРС складає

$$f_2 = f_1 s \quad (4.20)$$

Струм  $I'_2$  у роторному колі, маючому опір  $R'_2$  і індуктивністю  $L'_2$ , визначається як

$$I'_2 = \frac{E'_2}{\sqrt{(R'_2)^2 + (2\pi f_2 L'_2)^2}}, \quad (4.21)$$

та після простих перетворень

$$I'_2 = \frac{U_1}{\sqrt{(R'_2/s)^2 + (X'_2)^2}}, \quad (4.22)$$

де  $X'_2$  – індуктивний опір розсіювання вторичного кола при частоті  $f_1$ .

Ми отримали вираження, відповідні традиційній схемі заміщення фази асинхронного двигуна рисунок 4.4, в якій враховані параметри статора  $R_1$  і  $X_1$ .

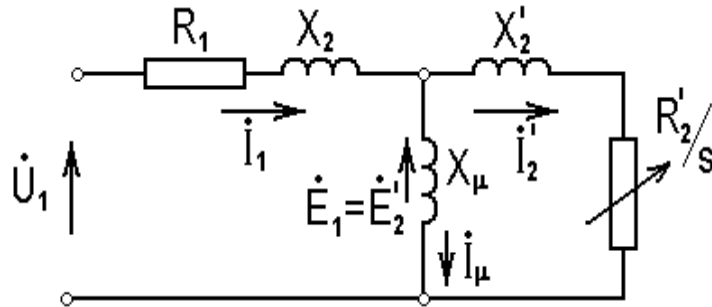


Рисунок 4.4 – Схема заміщення фази асинхронного двигуна

Ця проста модель придатна для аналізу усталених режимів при симетричному двигуні з симетричним живленням.

При аналізі статичних характеристик асинхронного електродвигуна з метою спрощення виразів використовують спрощену Г-подібну схему заміщення фази двигуна рисунок 4.5.

Вона також може бути використана для отримання виразів для електромеханічної і механічної характеристик АД на якій коло статора і ротора представлені своїми активними і індуктивними опорами.

Особливість схеми заміщення АД полягає в тому, що струм, ЕРС і параметри кола ротора перераховані (приведені) до кола статора, що і дозволяє зобразити ці два кола на схемі з'єднаними електричне, хоча насправді зв'язок між ними здійснюється через електромагнітне поле.

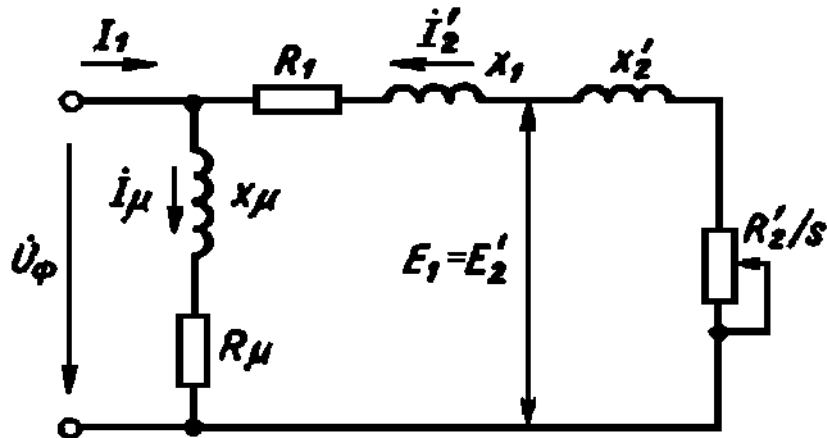


Рисунок 4.5 – Схема заміщення асинхронного двигуна

$U_1$  і  $U_\phi$  значення лінійної і фазної напруги мережі, що діють;

$I_1$  – фазний струм статора;

$I_\mu$  – фазний струм намагнічення;

$I_2'$  – фазний приведений струм ротора;

$x_1$  – індуктивний опір обмотки статора;  
 $x'_2$  – індуктивний приведений опір ротора;  
 $x_P$  – індуктивний опір контуру намагнічення.

Приведення здійснюється за допомогою коефіцієнта трансформації АД по ЕРС:

$$k = E_1 / E_2 \approx 0.95 U_{\phi \text{ном}} / E_{2k}, \quad (4.23)$$

де  $E_1$  – фазне ЕРС статора;

$E_{2k}$  – фазне ЕРС ротора при нерухомому роторі;

$U_{\phi \text{ном}}$  – фазна номінальна напруга мережі.

Розрахункові формули приведення мають такий вигляд:

$$E'_2 = E_2 k = E_1; \quad I'_2 = I_2 / k; \quad R'_2 = R_2 k^2; \quad x'_2 = x_2 k^2, \quad (4.24)$$

де штрихом позначені приведені значення.

## 4.2 Природні електромеханічна і механічна характеристики АД

Електромеханічна характеристика  $I'_2(s)$  АД описується вираженням, отриманим безпосередньо зі схеми рис. 4.5:

$$I'_2 = \frac{U_\phi}{\sqrt{\left(\frac{R_1 + R'_2}{s}\right)^2 + x_k^2}}, \quad (4.25)$$

де  $x_k = x_1 + x'_2$  – індуктивний фазний опір короткого замикання.

У відмінність двигунів постійного струму електромеханічна характеристика АД представлена у вигляді залежності струму ротора від ковзання  $s$ , замість швидкості  $\omega$ , що є особливістю цього виду двигуна. У цьому випадку аналітичне вираження для характеристики має компакту форму запису та приємну для аналізу і розрахунків, а перехід до залежності виду  $\omega(I'_2)$  виконується за допомогою формули для ковзання

$$\omega = \omega_0 (1 - S). \quad (4.26)$$

Для побудування електромеханічної характеристики АД виконаємо аналіз крапок цієї залежності і її асимптоти, надаючи ковзанню  $s$  і швидкості  $\omega$  розлучні значення в межах  $\pm\infty$  рисунку 4.6.

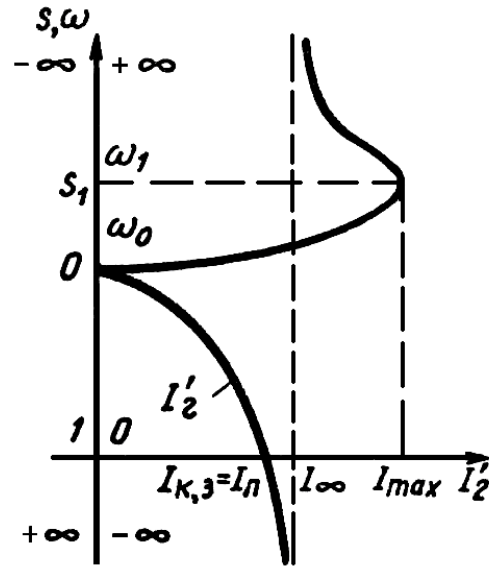


Рисунок 4.6 – Електромеханічна характеристика асинхронного двигуна

при  $s=0$ ,  $\omega=\omega_0$ ,  $I_2'=0$  – точка ідеального холостого ходу;

при  $s=1$ ,  $\omega=0$ ,

$$I_2' = I_{\kappa 3} = I_2' = \frac{U_\phi}{\sqrt{\left(\frac{R_1 + R_2'}{s}\right)^2 + x_\kappa^2}} \quad (4.25)$$

де  $I_2'$  – точка короткого замикання;

при  $s_1 = -\frac{R_2'}{R_1}$ ,  $\omega_1 = \omega_0(1 + s_1)$ ,  $I_2' = I_{\max} = \frac{U_\phi}{x_\kappa}$  – точка максимального

значення струму ротора, заходжується у області негативних ковзань;

при  $s \rightarrow \pm\infty$ ,  $\omega \rightarrow \pm\infty$ ,  $I_2' \rightarrow I_\infty = \frac{U_\phi}{\sqrt{R_1^2 + x_\kappa^2}}$  – асимптотичне значення струму

ротора при безмежно великому збільшенні ковзаня та швидкості.

На рисунку 4.6 показана електромеханічна характеристика АД, по вертикальній осі вказані відповідні друг другу швидкість та ковзаня АД, пов'язані співвідношенням 4.26.

Механічна характеристика АД. Втрати потужності у колі ротора  $\Delta P_2$ , відображені крізь механічні координати АД, уявляють з себе різницю електромагнітної потужності  $P_{EM}=M\omega_0$  та позитивної механічної потужності  $P_2=M\omega$ , тобто

$$\Delta P_2 = P_{EM} - P_2 = M\omega_0 - M\omega = M\omega_0 s. \quad (4.26)$$

Втрати у роторі часто називають втратами ковзання.

Ті ж втрати потужності, виражені через електричні величини, визначаються як

$$\Delta P_2 = 3I_2'^2 R_2' . \quad (4.27)$$

Дорівняв (4.26) і (4.27), отримаємо

$$M = \frac{3I_2'^2 R_2'}{(\omega_0 s)} . \quad (4.28)$$

Підставивши у (4.28) значення струму  $I_2'$  з (4.25), отримаємо

$$M = \frac{3U_\phi^2 R_2'}{\left[ \omega_0 s \left( \left( R_1 + \frac{R_2'}{s} \right)^2 + x_\kappa^2 \right) \right]} . \quad (4.29)$$

Дослідження отриманої залежності  $M(s)$  на екстремум, яке здійснюється знаходженням похідної  $\frac{dM}{ds}$  і прирівнюємо її до нуля, об'являє наявність екстремальних крапок моменту та ковзання:

$$M = \frac{3U_\phi^2}{[2\omega_0 (R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + x_\kappa^2})]} ; \quad (4.30)$$

$$s_k = \pm \frac{R_2'}{\sqrt{R_1^2 + x_\kappa^2}} , \quad (4.31)$$

причому знак «+» в обох вираженнях відноситься до області ковзання  $s_\kappa$ , а знак «-» до  $s < 0$ . Значення моменту  $M_\kappa$  та ковзання  $s_\kappa$  АД, відповідні екстремальним крапкам, отримали назву критичних.

Якщо розділити вираження (4.29) на (4.30) та виконати нескладні перетворення, то можливо отримати другу, більш компактну та зручну форму запису для побудови механічної характеристики

$$M = \frac{2M_\kappa (1 + as_k)}{\left( \frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s} + 2as_k \right)} \quad (4.32)$$

$$\text{де } a = \frac{R_1}{R_2'} .$$

Основні крапки механічної характеристики АД показані на рисунку 4.7 наступні:

при  $s=0$ ,  $\omega=\omega_0$ ,  $M=0$  – точка ідеального холостого ходу;

при  $s=1$ ,  $\omega=0$ ,  $M=M_{кз}=M_n$  – точка короткого замикання;  
 при  $s=s_{кД}$ ,  $M=M_{кД}$ ,  $s=-s_{кГ}$ ,  $M=-M_{кГ}$  – точки екстремуму;  
 при  $s \rightarrow \pm\infty$ ,  $\omega \rightarrow \pm\infty$ ,  $M \rightarrow 0$  – асимптота механічної характеристики, якої є вісь швидкості

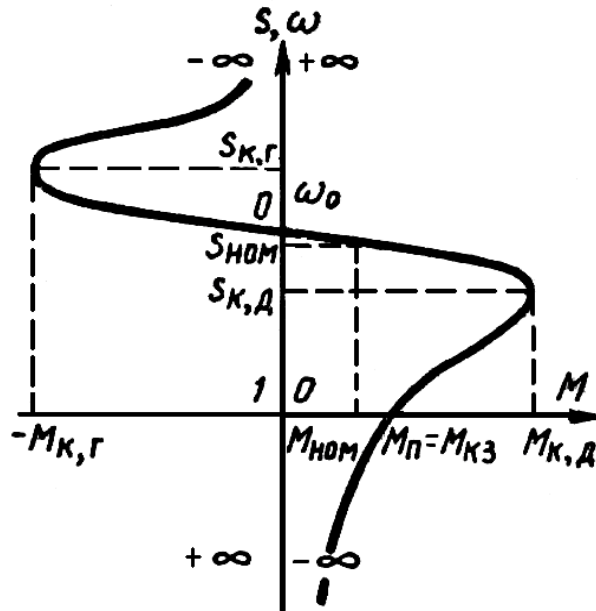


Рисунок 4.7 – Механічна характеристика асинхронного двигуна

На рисунок 4.7 приведена механічна характеристика АД, яка відповідає відповідному чергуванні фаз живлючої напруги джерела  $U_l$  на статорних обмотках АД. При зменшенні порядку чергування двох фаз АД має аналогічну механічну характеристику, яка розвложена симетрична відносно початку координат.

У деяких випадках при побудові механічної характеристики виконують приблизні формули. Спрощення може бути отримано, якщо активний опір статору прийняти  $R_l=0$ . У цьому випадку вираження (4.32), (4.30) та (4.31) отримають відповідний вигляд:

$$M = \frac{2M_{\kappa}}{\left(\frac{s}{s_{\kappa}} + \frac{s_{\kappa}}{s}\right)}; \quad (4.33)$$

$$M_{\kappa} = \frac{3U_{\phi}^2}{(2\omega_0 x_{\kappa})}; \quad (4.34)$$

$$s_{\kappa} = \frac{R_2'}{x_{\kappa}}. \quad (4.35)$$

Якщо у (4.33) замість поточних значень моменту та ковзання підставити їх номінальні значення  $M_{ном}$  і  $s_{ном}$  та позначити кратність максимального

моменту  $M_k/M_{ном}$  через  $\lambda_m$ , то з (4.33) може бути знайдена формула, пов'язуючи критичне та номінальне ковзання

$$s_k = s_{ном} (\lambda_m \pm \sqrt{\lambda_m^2 - 1}). \quad (4.36)$$

Ця формула може використовуватись для визначення  $s_e$  за каталожними (паспортними) даними АД, а для малих ковзаній.

$$M = \frac{2M_k s}{s_k}. \quad (4.37)$$

Ця формула описує так званий робочій, близький до лінійного ділянка характеристики двигуна, на якому знаходиться точка номінального режиму з координатами  $M_{ном}$ ,  $\omega_{ном}$  і  $s_{ном}$  рисунок 4.7.

### 4.3 Енергетичні режими роботи асинхронного двигуна

Асинхронний електропривод як і електропривод постійного струму може працювати як у рушійному так і трьох гальмівних режимах з тими ж, як у електроприводі постійного струму розподіленням потоків енергії рисунок 4.8.

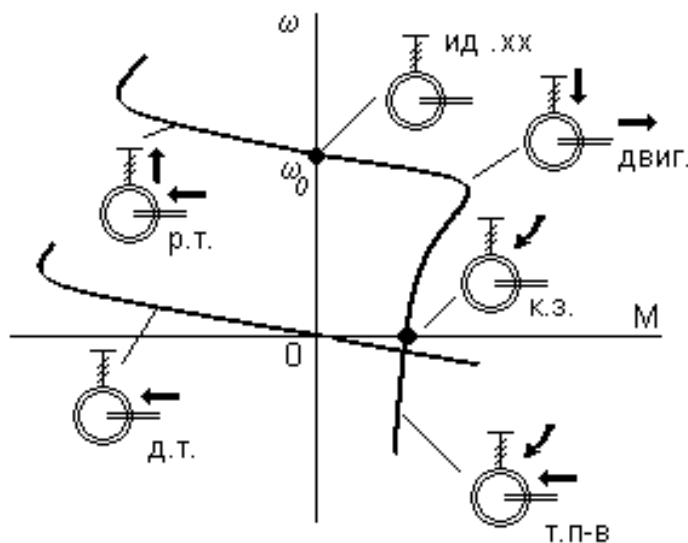


Рисунок 4.8 – Енергетичні режими роботи асинхронного електропривода

а) режим ідеального холостого ходу  $s=0$ ,  $\omega=\omega_0$ ,  $M=0$ ;

б) рушійний режим  $0 < s < 1$ ,  $0 < \omega < \omega_0$ ;

в) режим короткого замикання  $s=1$ ,  $\omega=0$ ,  $M=M_{кз}$

г) гальмування противмиканням (генераторний режим послідовно з мережею)  $s_k > 1$ ,  $\omega < 0$ . Для здійснення гальмування проти включенням потрібно замінити місцями дві любі фази статора рис. 4.9.

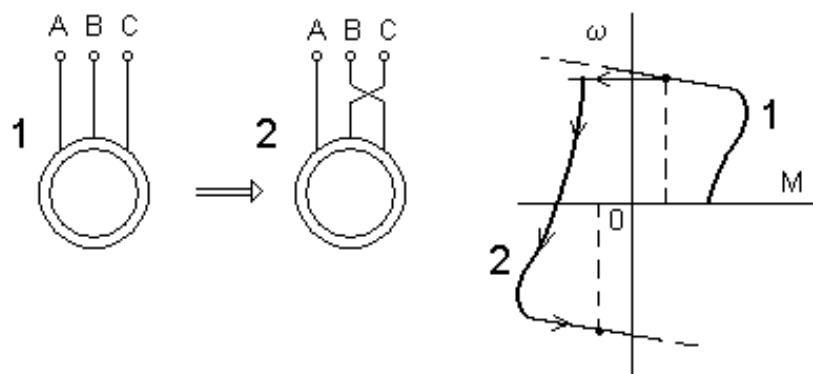


Рисунок 4.9 – Реверс асинхронного двигуна

При цьому змінюється напрям обертання поля, машина гальмується у режимі противмикання, а потім реверсується.

д) рекуперативне гальмування (генераторний режим паралельно з мережею)  $s < 0$ ,  $\omega < \omega_0$  де роль активного моменту буде виконувати момент інерційних мас обертаючого ротора;

е) режим динамічного гальмування.

Специфічним є режим динамічного гальмування, яке представляє з себе генераторний режим відключеного від джерела змінного струму асинхронного двигуна, до статора якого подається постійний струм  $I_n$  рис. 4.10, а. Цей режим використовується у тих випадках, коли потрібно після відключення двигуна від мережі його швидко зупинка без реверсу.

Постійний струм прикладений до обмотки статора, утворює нерухоме у просторі поле. Під час обертання ротора у його обмотці наводиться змінна ЕРС, під дією якої протікає змінний струм. Цей струм також утворює нерухоме поле.

Складаючись, поля статора і ротора утворюють результуюче поле, у разі взаємодії з яким струм ротора викликає гальмівний момент. Енергія, поступаючи з валу двигуна, розсіюється при цьому у резисторах роторного кола.

У режимі динамічного гальмування поле статора нерухомо і ковзання описується як

$$s = \frac{\omega}{\omega_0} \quad (4.38)$$

та справедливі співвідношення для механічної характеристики:

$$M = \frac{2M_{к.м}}{\frac{s}{s_{к.м}} + \frac{s_{к.м}}{s}}, \quad (4.39)$$

$$M_{\text{ж.}} = \frac{3I_{\text{экв}}^2 X_{\mu}^2}{2\omega_0(X_{\mu} + X_2')}, \quad (4.40)$$

де  $I_{\text{экв}} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_n$  при з'єднанні обмоток статора у зірку;

$I_{\text{экв}} = \frac{\sqrt{2}}{3} I_n$  при з'єднанні обмоток статора у трикутник;

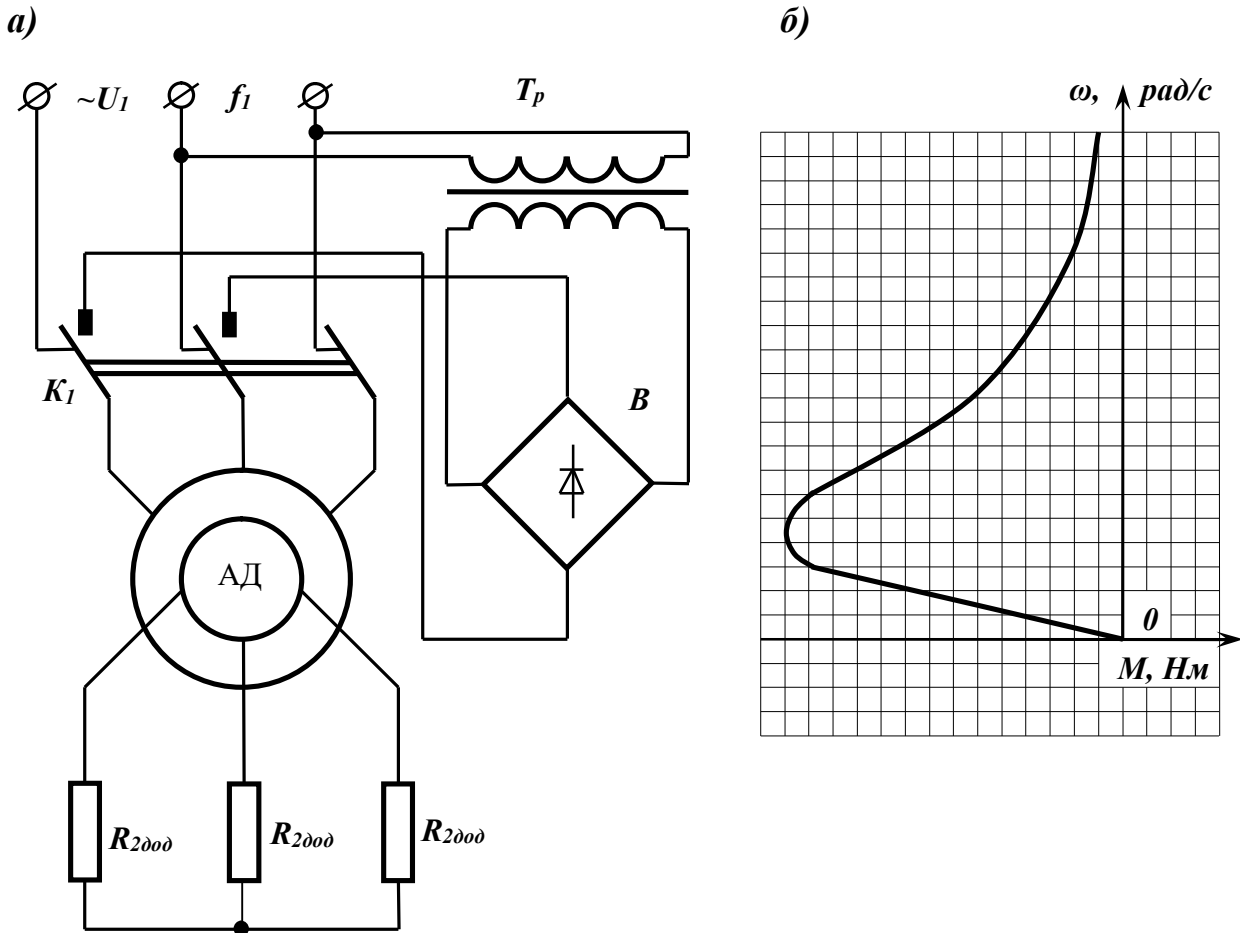


Рисунок 4.10 – Схема динамічного гальмування АД а),  
механічна характеристика б)

$$s_{\text{е.о}} = \frac{R_2'}{X_{\mu} + X_2'}. \quad (4.41)$$

Оскільки при ненасиченої машині  $X_{\mu} \gg X_2'$ , критичне ковзання у режимі динамічного гальмування  $s_{\text{к.м}}$  суттєво менше  $s_{\text{к}}$ .

#### 4.4 Регулювання координат асинхронного двигуна за допомогою резисторів

Даний спосіб регулювання координат, званий часто реостатним, може бути здійснений введенням додаткових активних резисторів у статорні або в роторні кола АД. Він приваблює насамперед простотою своєї реалізації, відрізняючись в той же час невисокими показниками якості регулювання і економічністю.

##### Включення додаткових резисторів $R_{1d}$ в коло статора.

Цей спосіб застосовується головним чином для регулювання (обмеження) в перехідних процесах струму і моменту АД з короткозамкнутим ротором (рис. 4.1, б). Включення резистора  $R_{1d}$ , при даному ковзанні, веде до зниження струмів статора і ротора (рис. 4.11, а).

На відміну від ДПС електромеханічна характеристика АД представляється у вигляді залежності струму ротора від ковзання  $S$ , а не швидкості  $\omega$  ( $M_k$  – момент екстремуму, критичний момент і ковзання).

Всі штучні електромеханічні характеристики розташовуються в 1-му квадранті нижче і лівіше природною. З урахуванням того, що швидкість ідеального холостого ходу  $\omega_0$  при включенні  $R_{1d}$  не змінюється, отримувані штучні електромеханічні характеристики можна представити сімейством кривих (рис. 4.11, а). Характеристики 2–4 розташовані нижче за природної характеристики 1, побудованої при  $R_{1d} = 0$ , причому більшому значенню  $R_{1d}$  відповідає більший нахил штучних характеристик 2–4.

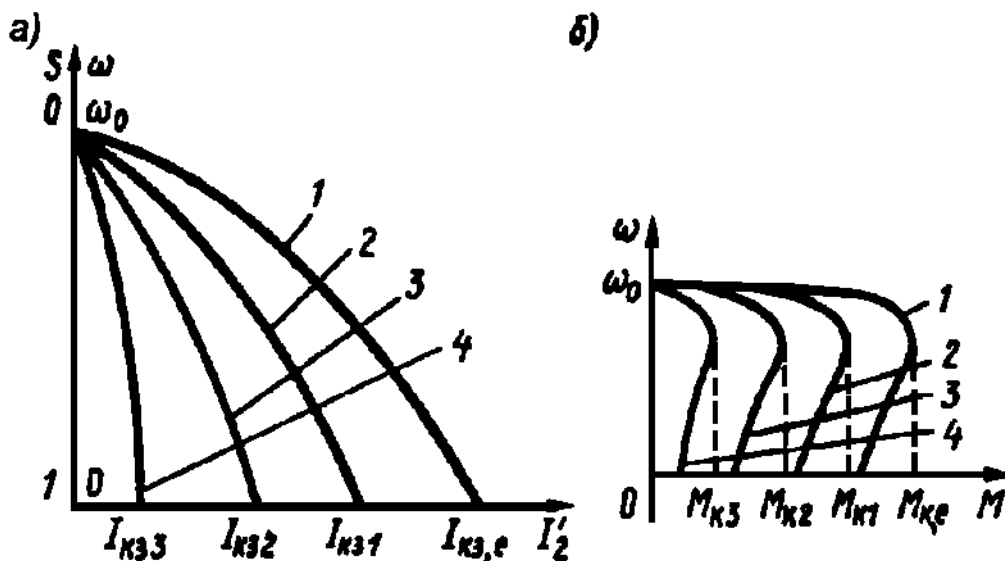


Рисунок 4.11 – Електромеханічні (а) і механічні характеристики АД при регулюванні координат за допомогою резисторів в колі статора

На практиці отримані характеристики можуть бути використані при обмеженні струмів  $I_{кз}$  при пуску АД.

Швидкість холостого ходу

$$\omega_0 = \frac{2\pi f_1}{p}, \quad (4.42)$$

не змінюються при  $R_{лД} = \text{var}$ , тобто всі штучні характеристики проходять крізь цю точку на осі швидкості (ковзання).

Отримані механічні характеристики рисунок 4.11, б при збільшенні  $R_{лД}$  зменшуються критичний момент  $M_k$  та критичне ковзання  $s_k$ , зменшується і пусковий момент.

Штучні характеристики (рис. 4.11, б) мало придатні для регулювання швидкості АД: вони забезпечують невеликий діапазон зміни швидкості; жорсткість характеристик АД і його перевантажувальна здатність, характеризуюча критичним моментом, у міру збільшення  $R_{лД}$  знижується; спосіб відрізняє і низька економічність.

Регулювання швидкості АД за допомогою активних опорів в колі його статора застосовується рідко. Цей спосіб зазвичай використовується для обмеження струмів і моментів АД з короткозамкнутим ротором в різних перехідних процесах – при пуску, реверсі і гальмуванні.

Наприклад, така схема застосовується в ЕП ліфтів, що має двошвидкісне АД. У таких ЕП при переході з високої швидкості на знижену в коло низькошвидкісної обмотки статора вводяться додаткові резистори, які забезпечують обмеження струму і моменту АД.

#### Включення додаткових резисторів $R_{2д}$ у коло ротора.

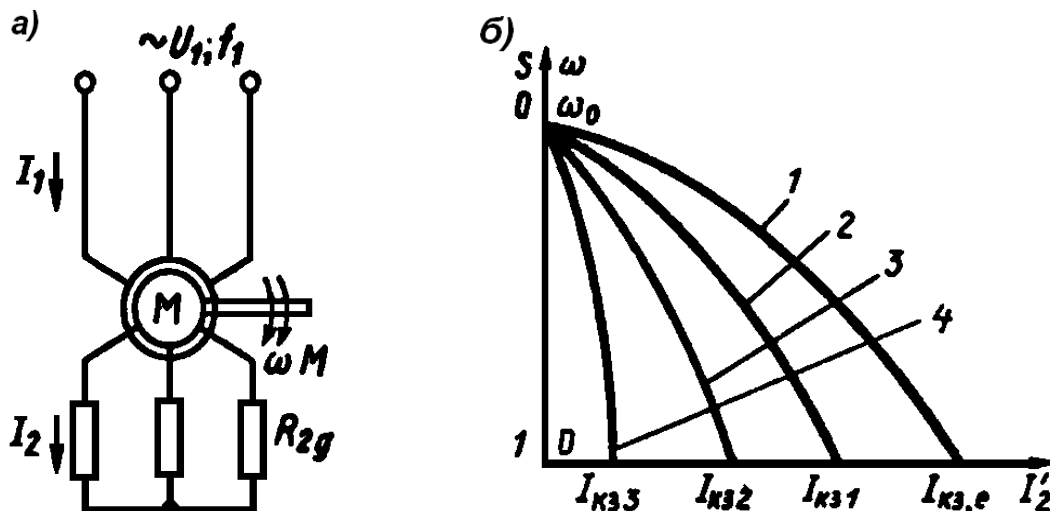


Рисунок 4.12 – Схема включення АД з фазним ротором (а) і його електромеханічні характеристики (б)

Цей спосіб застосовується як з метою регулювання струму і моменту АД, так і його швидкості.

Штучні електромеханічні характеристики мають вигляд показаний на (рис. 4.12, б) і можуть бути використані для регулювання пускового струму  $I_{кз}=I_n$ .

Швидкість ідеального холостого ходу АД  $\omega_0$  і критичний момент двигуна  $M_k$  залишаються незмінними при регулюванні  $R_{2д}$ , а критичне ковзання  $S_k$  змінюється.

Діапазон регулювання швидкості невеликий – 2–3, із-за зниження жорсткості характеристик і зростання втрат у міру його збільшення (рис. 4.13).

- 1 – природна характеристика ( $R_{2д}=0$ );
- 2 – 3 штучні характеристики ( $R_{2д3}>R_{2д2}$ ).

За рахунок зміни  $R_{2д}$  є можливість підвищувати пусковий момент АД до критичного моменту  $M_k$  без зниження перевантажувальної здатності двигуна, що вельми важливе при регулюванні його швидкості.

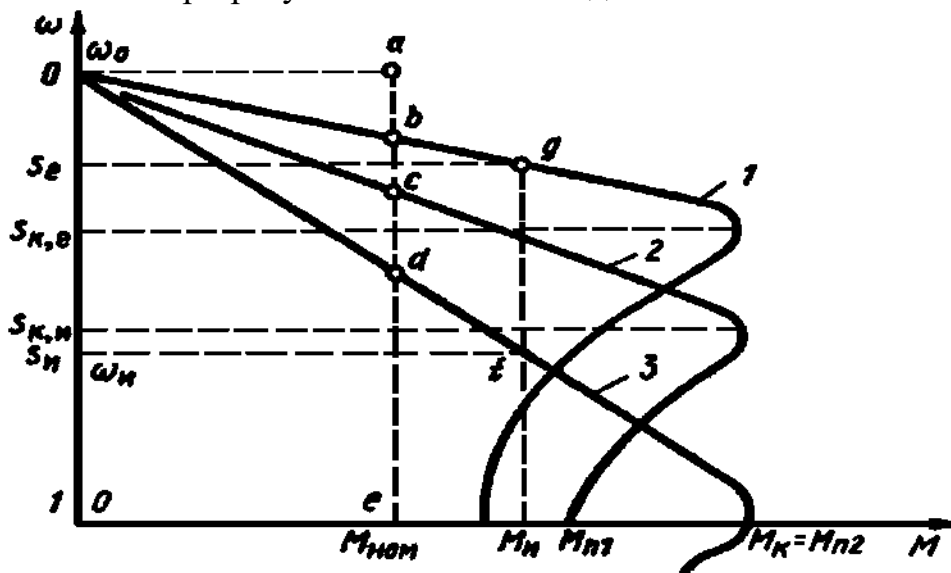


Рисунок 4.13 – Механічні характеристики при різних значеннях резисторів  $R_{2д}$

Плавність регулювання швидкості, яка змінюється тільки вниз від основної, визначається плавністю зміни додаткового резистора  $R_{2д}$ .

Витрати пов'язані із створенням даної системи ЕП, невеликі. В той же час експлуатаційні витрати виявляються значними, оскільки великі втрати енергії в АД. Із збільшенням швидкості ковзання зростають втрати в роторному колі і знижується ККД ЕП.

Регулювання швидкості цим способом здійснюється при невеликому діапазоні регулювання швидкості або короткочасній роботі на знижених швидкостях (у ЕП підйомно-транспортних машин і механізмів).

#### 4.5 Регулювання координат ЕП з АД змінною напруги

Зміна величини напруги, що підводиться до статора АД, дозволяє регулювати його координати в статичних і динамічних режимах з хорошими показниками. Для такого керування застосовуються відносно прості схеми управління (рис. 4.14).

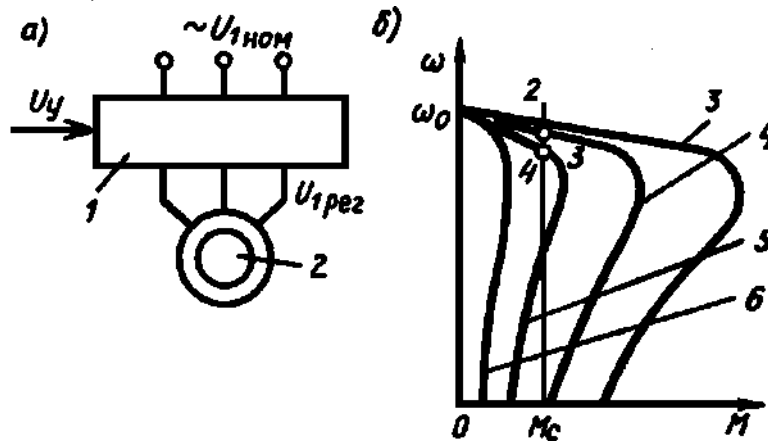


Рисунок 4.14 – Схема регулювання координат АД змінною напруги на статорі (а) і механічні характеристик (б)

де 1 – регулятор напруги;  
 2 – асинхронний двигун;  
 $U_{1рег}$  – вихідна напруга;  
 $U_y$  – сигнал управління.

Змінюючи величину сигналу управління можна регулювати напругу на статорі двигуна  $U_{1рег}$  в межах від величини напруги мережі  $U_{1ном}$  і практично до нуля. При цьому частота напруги на двигуні не змінюється і рівна стандартної частоті 50Гц.

Регулювання напруги на статорі не призводить до зміни швидкості холостого ходу і не впливає на критичне ковзання, але суттєво змінює величину максимального моменту.

В результаті при зміні  $U_{1рег}$  штучні характеристики (рис. 3, б) виявляються малопридатними для регулювання швидкості, оскільки у міру зменшення напруги різко знижується максимальний момент АД і тим самим його перевантажувальна здатність.

Характеристики 3-6 (рис. 3, а) побудовані при напрузі 1; 0,8; 0,6; і 0,4  $U_{1ном}$ . Тому розімкнена схема використовується лише для дії на момент АД під час перехідних процесів.

На рисунку 4.15, а показана схема регулювання напруги тиристорним регулятором напруги (ТРН) при однофазному навантаженні змінного струму  $z_n$ .

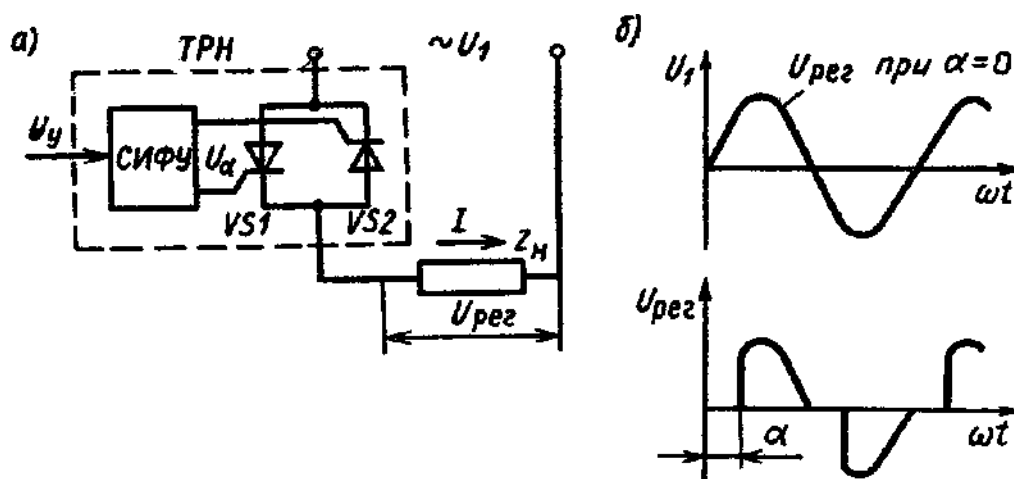


Рисунок 4.15 – Схема (а) і крива напруги (б) однофазного ТРН

Силова частина однофазного ТРН утворена двома тиристорами VS1 і VS2, включеними по так званій зустрічно-паралельній схемі, яка забезпечує протікання струму в навантаженні в обидва напівперіода напруги мережі  $U_1$ . Тиристори отримують імпульси управління  $U_\alpha$  від СИФУ, яка забезпечує їх зрушення на кут управління  $\alpha$  у функції зовнішнього сигналу управління  $U_y$ .

Якщо на тиристори VS1 і VS2 не подаються імпульси управління від СИФУ, то вони закриті і напруга на навантаженні  $U_{per}$  дорівнює нулю. При подачі на тиристори імпульсів управління з кутом управління  $\alpha=0$  вони будуть повністю відкриті і до навантаження буде додано всю напругу мережі  $U_1 = U_{per}$  (рис. 4.15, б). Якщо здійснювати подачу імпульсів управління на тиристори з деякою затримкою щодо граничного режиму (кут управління  $\alpha \neq 0$ ), то до навантаження прикладатиметься частина напруги мережі (рис. 4.15, б). Змінюючи кут управління  $\alpha$  від нуля до  $\pi$ , можна регулювати напругу на навантаженні від повної напруги мережі до нуля.

На основі однофазної схеми створюються трифазні регулювання напруги на статорі АД. Така схема складається з шести тиристорів показана на рисунку 4.16.

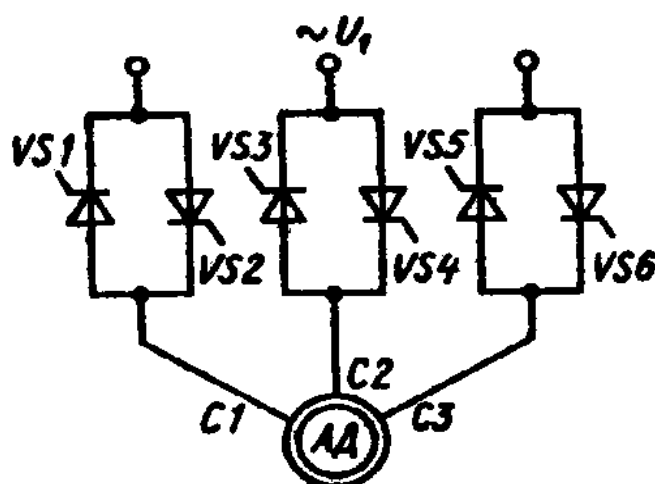


Рисунок 4.16 – Схема трифазного регулятора тиристора напруги

У трифазній схемі замість однієї пари зустрічно-паралельно включених тиристорів може застосовуватися напівпровідниковий симістор, що забезпечує протікання струму у фазі двигуна в обох напрямках і що має такий же принцип дії, що і тиристор. Його застосування зменшує кількість електронних приладів вдвічі і спрощує схему СІФУ.

Крім регулювання координат двигуна тиристорний регулятор напруги дозволяє здійснити зміну напрямку його швидкості, тобто реверс. На рисунку 4.17 приведена реверсивна схема управління асинхронним двигуном.

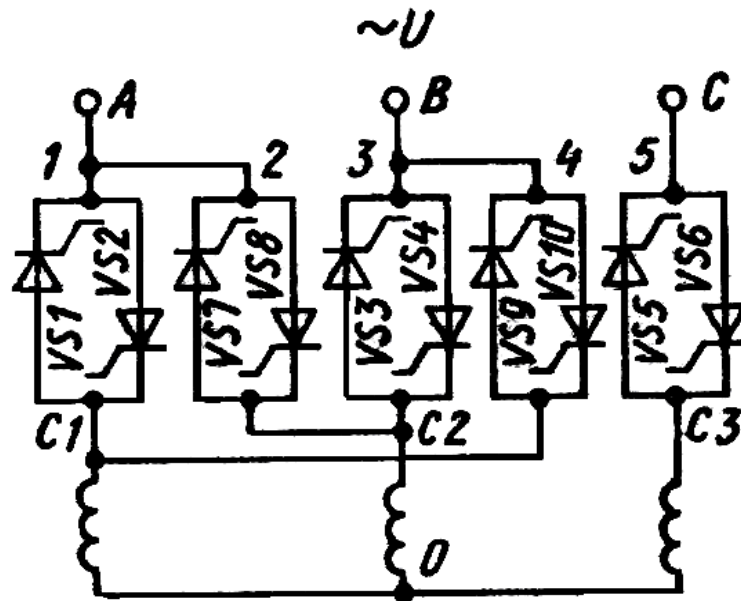


Рисунок 4.17 – Реверсна схема управління з використанням ТРН

Управління і реверс (рис. 4.17) здійснюється за допомогою п'яти пар зустрічно-паралельно з'єднаних тиристорів VS1-VS10. Якщо сигнали від СІФУ подати на пари тиристорів 1, 3, і 5, то на статорі АД буде напруга живлення з послідовністю фаз мережі ABC і двигун обертатиметься в одному напрямку.

Якщо ж сигнали управління подати на пари тиристорів 2, 4, і 6, а з тиристорних пар 1 і 3 їх зняти, то на виводах статора асинхронного двигуна C1, C2, C3 буде друга послідовність фаз напруги мережі – BAC. При цьому напрям швидкості магнітного поля і відповідно ротора АД зміниться на зворотне.

За допомогою тиристорного регулятора напруги можна забезпечити примусове електричне гальмування АД, формування необхідних динамічних характеристик ЕП в перехідних режимах, забезпечення найбільш економічних режимів АД при його роботі із змінним навантаженням.

## 4.6 Регулювання швидкості асинхронного двигуна зміною частоти

Принцип дії полягає в тому, що, змінюючи частоту  $f_1$  напруги, що живить АД, можна відповідно до виразу  $\omega_0 = 2\pi f_1/p$  ( $p$  – число пар полюсів АД) змінювати його швидкість  $\omega_0$ , отримуючи різні штучні характеристики. Цей спосіб забезпечує плавне регулювання швидкості в широкому діапазоні, а отримувані характеристики володіють високою жорсткістю. Частотний спосіб до того ж відрізняється і ще однією важливою властивістю: регулювання швидкості АД не супроводжується збільшенням його ковзання, тому втрати потужності при регулюванні швидкості виявляються невеликими.

Для кращого використання АД і отримання високих енергетичних показників його роботи – коефіцієнтів потужності, корисної дії, перевантажувальній здатності – одночасно з частотою необхідно змінювати і підводячу до АД напругу. Закон зміни напруги при цьому залежить від характеру моменту навантаження  $M_c$ .

При постійному моменті навантаження  $M_c = \text{const}$  напруга на статорі повинна регулюватися пропорційно його частоті

$$\frac{U_1}{f_1} = \text{const} \quad (4.43)$$

Для вентиляторного характеру моменту навантаження це співвідношення має вигляд

$$\frac{U_1}{f_1^2} = \text{const} \quad (4.44)$$

А при моменті навантаження, зворотно пропорційному швидкості, воно запишеться у виді

$$\frac{U_1}{\sqrt{f_1}} = \text{const} \quad (4.45)$$

Таким чином, при реалізації частотного способу регулювання швидкості АД має бути використаний перетворювач частоти, який дозволяє також регулювати і напругу на статорі АД.

### 4.6.1 Схема включення АД і характеристики

Необхідним елементом ЕП є перетворювач частоти і напруги на вхід якого подається стандартна напруга мережі  $U_l=220$  В промислової частоти  $f_l=50$  Гц, а з його виходу знімається змінна напруга  $U_{lreg}$  регульованої частоти

$f_{1\text{рег}}$  (рис. 4.18, а), значення яких знаходяться між собою у певних співвідношеннях визначуваних по формулах 4.43–4.45.

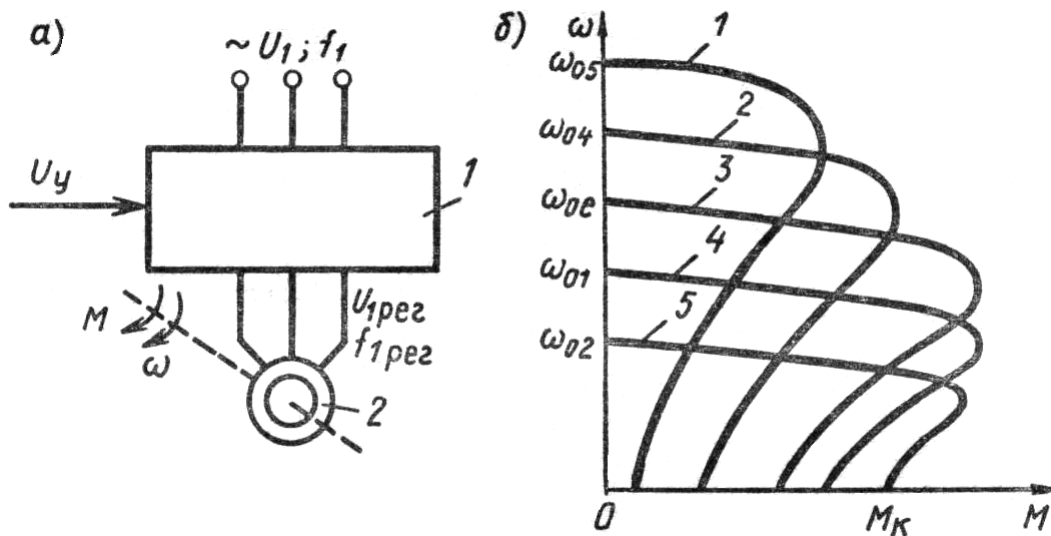


Рисунок 4.18 – Схема асинхронного ЕП (а) і механічні характеристики АД (б) при частотному регулюванні

Регулювання вихідної частоти і напруги здійснюється за допомогою сигналу  $U_y$ , що управляє, зміна якого визначає зрештою зміну швидкості двигуна 2.

Механічні характеристики (рис. 4.18, б) по своїх особливостях розділяються на два сімейства: характеристики, відповідні частотам нижче номінальної (мережної)  $f_{1\text{ном}}$  і вище за неї.

Область частот нижче номінальною - характеристики 3–5 співвідношення  $U_1/f_1 = \text{const}$  виконується, оскільки напруга підводиться до АД, регулюється від номінального (мережевого) убік зменшення. Тому  $M_k = \text{const}$  і АД має постійну перевантажувальну здатність.

Область частот вище номінальною – за умовами нормальної роботи АД не можна підвищувати напругу понад номінального (паспортного). Тому регулювання швидкості в цій області ведеться при  $U_1 = U_{1\text{ном}} = \text{const}$ , (рис. 4.18, б) характеристики 1 і 2, у зв'язку з чим критичний момент  $M_k$  зменшуватиметься при збільшенні частоти.

Асинхронна машина по своїх принципах побудови є індуктивною. У роторі наводяться (індукуються) струми, частота яких визначається частотою обертання поля статора і частотою обертання ротора. Поле ротора є рухомим відносно ротора.

На відміну від синхронної машини, в асинхронному двигуні поля статора і ротора залишаються синхронізованими завдяки тому, що частота наведеного в роторі струму змінюється автоматично із зміною швидкості ротора. Чим більше швидкість ротора, тим більше частота його струму.

Для управління АД використовуються два принципи: пряме управління частотою статора і автоуправління.

У разі прямого управління задається безпосередньо частота струму і напруга або струм статора залежно від джерела живлення (перетворювача частоти).

У разі автоуправління частота струму, напруга або струм статора регулюються у функції швидкості ротора рисунок 4.19.

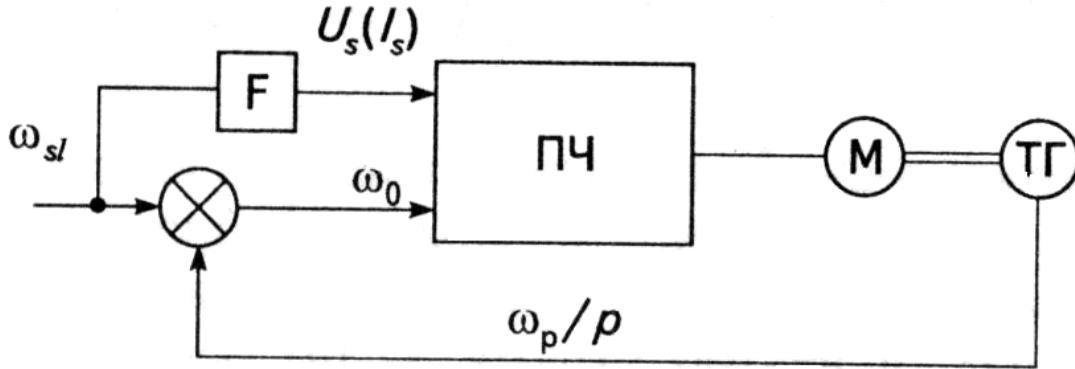


Рисунок 4.19 – Спрощена структурна схема системи автоматичного управління

Частота ковзання  $\omega_{sl}$  є вхідною змінною величиною системи.

$F$  – функціональний перетворювач;

ПЧ – перетворювач частоти;

М – асинхронний двигун;

ТГ – тахогенератор.

На відміну від синхронної машини в асинхронному двигуні немає проблем синхронізації напруги і струму статора відносно ротора оскільки в АД параметри, які визначають момент, амплітуду дох полів і їх зсув є залежними між собою. Вони залежать ще і від швидкості.

Оскільки поля статора і ротора зв'язані між собою явищем самоіндукції – три змінні можна звести до двох: полю статора і частоті ковзання.

В цьому випадку можна говорити про авторегулювання АД, оскільки частота живлення  $\omega_0$  автоматично регулюється у функції частоти ротора.

#### 4.6.2 Принцип дії перетворювача частоти

Перетворювачі частоти (ПЧ) асинхронного ЕП можуть бути розділені на дві групи – що електромашинні обертаються ПЧ і статичні.

У електромашинних ПЧ для отримання змінної частоти використовуються звичайні або спеціальні електричні машини. На рисунку 4.20 приведена схема ПЧ з синхронним генератором, від якого живляться три

асинхронних двигуна. Перетворювач складається з двох частин: агрегату постійної швидкості і агрегату змінної швидкості.

- агрегат постійної швидкості включає АД1 і генератор постійного струму який приводить його у рух, 2;
- агрегат змінної швидкості включає регульований ДПС 3 приводячий в обертання синхронний генератор змінної частоти, 4.

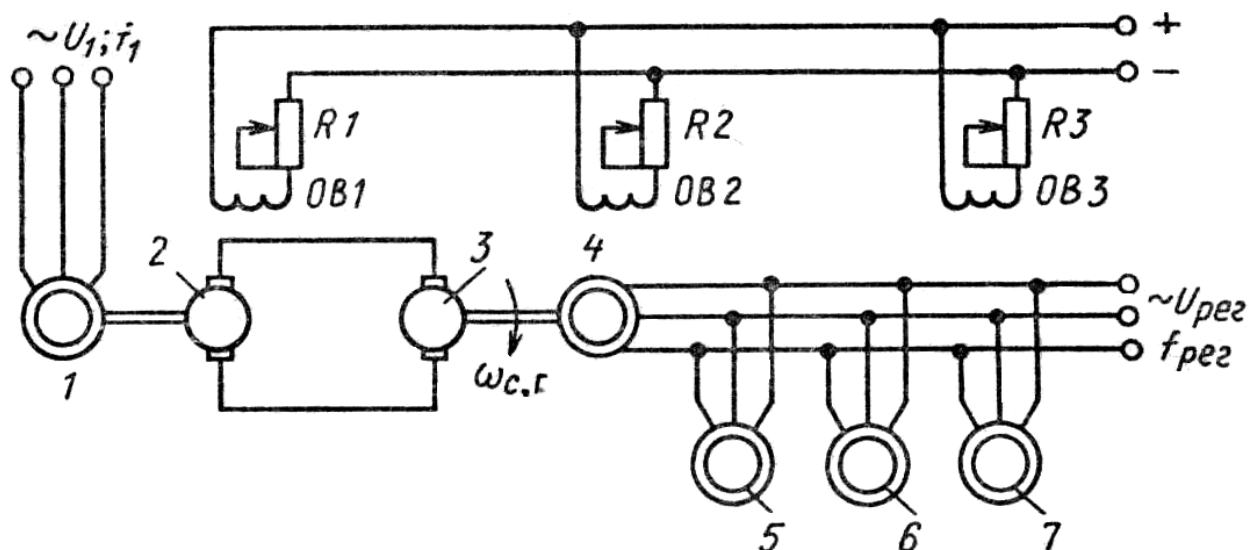


Рисунок 4.20 – Схема електромашинного ПЧ з синхронним генератором

Двигун 1 живиться від мережі стандартною частотою  $f_1=50$  Гц, а на виводах синхронного генератора 4 частота і напруга можуть регулюватися. Резистором  $R1$  у колі обмотки генератора 2 змінюється напруга що підводиться до якоря двигуна 3, і тим самим його швидкість і швидкість генератора 4. При цьому змінюється частота напруги на виводах синхронного генератора 4 і на двигунах 5–7. Напруга на цих двигунах змінюється за допомогою  $R3$ , включеного у коло обмотки збудження синхронного генератора 4.

Переваги електромашинного ПЧ: дозволяє плавно регулювати швидкість двигунів 5–7 у широкому діапазоні.

Недоліки електромашинного ПЧ: для створення перетворювача необхідно чотири електричні машини; подвійне перетворення енергії – енергії змінного струму  $f_1=50$  Гц в енергію постійного струму і далі знову в енергію змінного струму; низький ККД, якщо ККД кожною з чотирьох машин складає 0,9, то загальний ККД ПЧ дорівнюватиме 0,66; велика інерційність в зміні частоти.

Використання колекторних машин постійного струму потребує неперервного надзору та уходу, і їх робота супроводжується шумом. Процес регулювання частоти у цій системі присутня інерційність регулювання, пов'язана з зміною швидкості електромашинного агрегата, обладаючого механічною інерцією.

В даний час в більшості випадків використовуються статичні ПЧ. Названі так тому, що в них не використовують елементи з рухомими частинами, а використовують – напівпровідникові прилади, реактори, конденсатори і так далі

Статичні ПЧ підрозділяються на дві групи: без ланки постійного струму з безпосереднім зв'язком живлячої мережі і навантаження і з проміжною ланкою постійного струму.

#### 1. ПЧ без ланки постійного струму рисунок 4.21

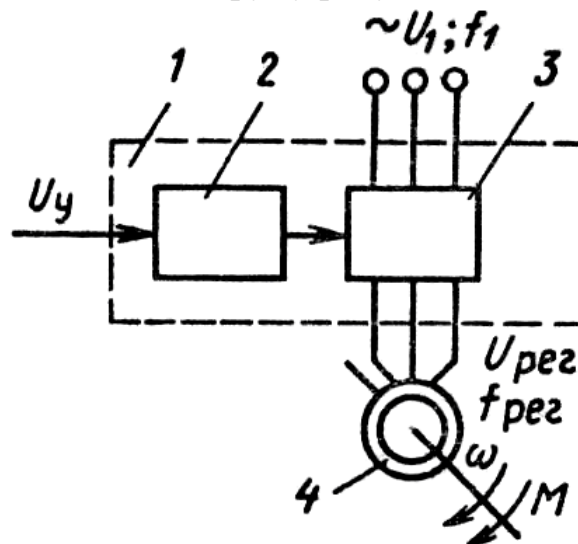


Рисунок 4.21 – Блок схема ПЧ з безпосереднім зв'язком

Вона складається з силової частини 3, з якою пов'язаний асинхронний двигун 4, і блоку управління 2. За допомогою вказаних блоків здійснюється перетворення електричної енергії змінного струму стандартної напруги  $U_1$  і частоти  $f_1$  в енергію змінного струму з регульованими напругою  $U_{reg}$  і частотою  $f_{reg}$ . Силова частина 3 виконується на базі напівпровідникових приладів (тиристорів або транзисторів), керованих сигналами з блоку 2, і, що в деяких випадках погоджувачих трансформаторів. Одна з поширених тиристорних схем трифазного ПЧ (НПЧ) складається з трьох однакових комплектів 2–4 тиристорів (рис. 4.22), що забезпечують живлення обмоток статора АД  $Z_a$ ,  $Z_b$  і  $Z_c$ .

Кожен з трьох комплектів містить шість тиристорів, три з яких анодами приєднані, а три інших катодами до вторичних обмоток трансформатора 1. У схемі нульова точка трансформатора 1 сполучена із загальною точкою трифазної обмотки статора, тому схема на рисунку 4.22 називається нульовою.

Кожна фаза цієї схеми працює незалежно від останніх, тому для пояснення принципу її дії можна розглянути роботу однієї з фаз, наприклад  $A$ , керовану групою тиристорів 2  $VS1-VS6$ .

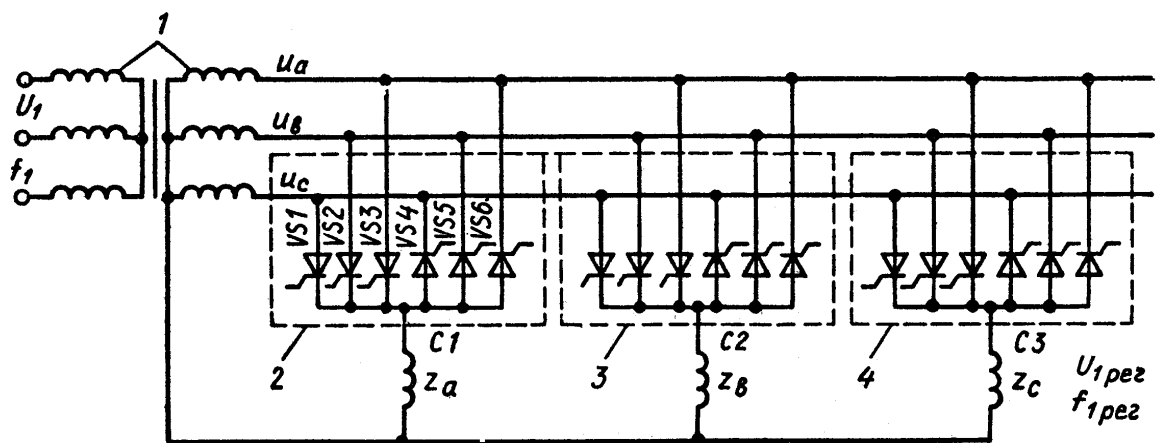


Рисунок 4.22 – Схема трифазного НПЧ з нульовим виводом

Припустимо, що фазна напруга на вторинних обмотках трансформатора  $I$  змінюється по синусоїдальному закону (рис. 4.23, а), а навантаження має активний характер (якщо навантаженням є АД, то її характер буде активно-індуктивний).

Припустимо, що тиристори  $VS1$ – $VS6$  закриті (імпульси управління, від блоку управління на них не подаються). В цьому випадку вся напруга з виходу трансформатора прикладається до закритих тиристорів і напруга на статорі АД дорівнює нулю.

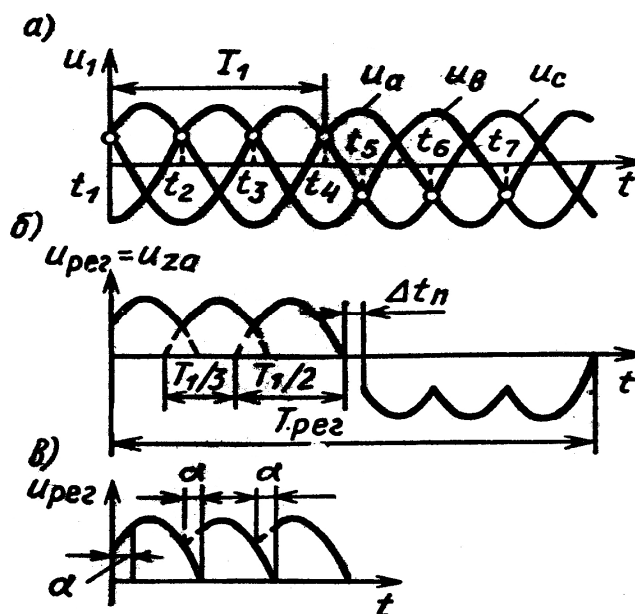


Рисунок 4.23 – Графіки напруги мережі а) і на виході НПЧ (б, в)

Подамо тепер від блоку управління імпульси на тиристор  $VS1$  у момент часу  $t_1$  на  $VS2$  – у момент  $t_2$  і на  $VS3$  – у момент  $t_3$ . Оскільки в ці моменти часу потенціали анодів тиристорів вищі, ніж катодів, то вони відкриваються і до фази статора буде прикладена напруга, яка складається з трьох ділянок синусоїд вторинної напруги трансформатора  $U_a$ ,  $U_b$ ,  $U_c$  (рис. 4.23, б).

Якщо зняти управляючі імпульси з тиристорів  $VS1-VS3$  і подати імпульси на тиристори  $VS6, VS4$  і  $VS5$  в моменти  $t5, t6, t7$ , то на навантаженні також утворюється напруга у вигляді ділянок синусоїд, але вже протилежній полярності. При почерговому відкритті тиристорів  $VS1-VS3$  і  $VS4-VS6$  у вказаному порядку одержимо зображену на рисунку 4.23, в криву  $U_{рег}$ , яка періодично повторюватиметься. Таким чином, до фази обмотки статора підводиться напруга змінного струму з періодом  $T_{рег}$  і частотою  $f_{рег}=1/T_{рег}$ . Період  $T_{рег}$  цієї напруги більший, ніж період мережевої напруги  $T_1$  (рис. 4.23, а), або, іншими словами, частота напруги на статорі АД  $f_{рег}$  менше, ніж частота живлячої напруги  $f_1$ .

Спів відношення між цими величинами для трьохфазної схеми

$$\dot{O}_{\delta\alpha\alpha} = \frac{\dot{O}_1[3 + 2(h-1)]}{3}, \quad (4.46)$$

де  $h=2, 3$  – кількість відкриваємих тиристорів у групі.

ПЧ без ланки постійного струму з безпосереднім зв'язком живлячої мережі і навантаження може забезпечувати регулювання частоти на статорі АД лише у бік її зменшення в порівнянні з частотою мережі.

Плавність та розширення діапазону регулювання частоти на виході ПЧ досягається за рахунок введення паузи  $\Delta t_{\pi}$  (рис. 4.23, б) між моментом зняття імпульсів керування з тиристорів  $VS1-VS3$  і подачею їх на тиристори  $VS4-VS6$ . У цьому випадку вихідна частота

$$f_{\delta\alpha\alpha} = \frac{3f_1}{(3 + 2(h-1) + \Delta t_{\pi} f_1)}. \quad (4.47)$$

Отримання на статорі АД стандартної системи трифазної напруги із зсувом фазної напруги на третину періоду досягається тим, що керуючі імпульси на тиристори комплектів 2–4 подаються із зсувом на третину періоду вихідної регульованої частоти  $f_{рег}$ .

Даний клас ПЧ дозволяють регулювати і напругу  $U_{рег}$  на АД. Досягається це тим, що керуючі імпульси на тиристори подаються не в моменти  $t1, t2, t3$  і так далі (рис. 4.23, а), а з деякою затримкою, яка відповідає куту управління тиристорами  $\alpha$  (рис. 4.23, в). Діюча напруга на навантаженні при неперервному струмі дорівнює:

$$U_{\delta\alpha\alpha} = \sqrt{2}m_1U_{\phi} \sin\left(\frac{\pi}{m_1}\right) \cos\frac{\alpha}{\pi} = U_{\delta\alpha\alpha, \max} \cos\alpha, \quad (4.48)$$

де  $m_1$  – кількість фаз живлячої напруги,

$U_{\phi}$  – фазне значення напруги мережі.

Зміною за допомогою системи керування момент подачі імпульсів на тиристори, можливо регулювати напругу навантаження від 0 ( $\alpha=90^\circ$ ) до максимального значення ( $\alpha=0$ ).

Одним з недоліків схеми рисунок 4.22 є необхідність нульового виведення трансформатора і обмоток статора АД. Тому на практиці поширення набули і так звані мостові схеми ПЧ, в яких нульовий провід відсутній.

2. Статичний ПЧ з ланкою постійного струму рисунок 4.24.

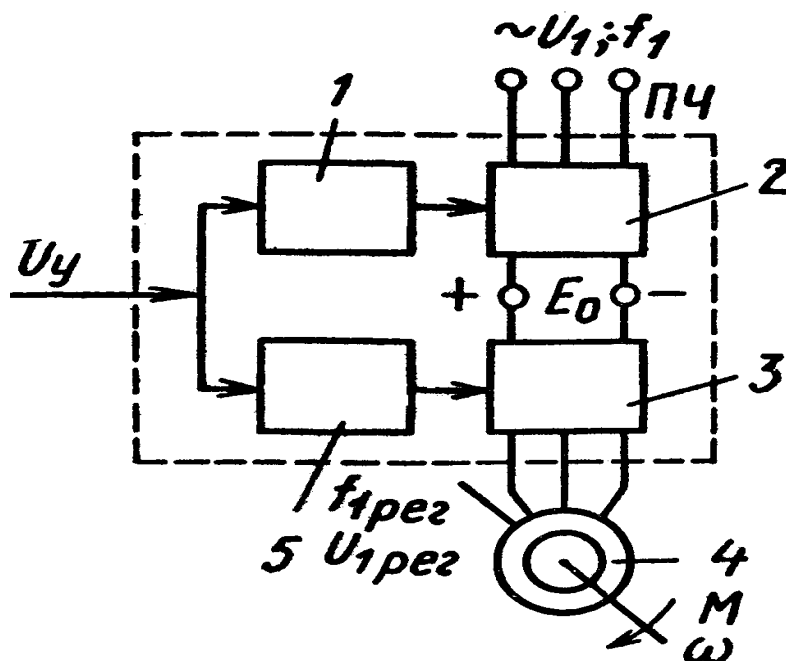


Рисунок 4.24 – Схема ПЧ з ланкою постійного струму

Схема ПЧ з ланкою постійного струму складається з двох основних блоків: керованого випрямляча 2 і керованого інвертора 3 з блоками управління 1 і 5.

Напруга мережі  $U_1$  стандартної частоти  $f_1$  на вхід керованого випрямляча 2, перетворюючого змінну напругу  $U_1$  в постійну  $E_0$ . Цю напругу можливо плавно регулювати за допомогою блоку 1 керування. Випрямлена та постійна напруга  $E_0$  подається на вхід інвертора 3, який перетворює напругу постійного струму  $E_0$  у трифазну напругу  $U_{рег}$  регульованої частоти  $f_{рег}$  яке прикладається до двигуна 4. Частота вихідної напруги  $f_{рег}$  інвертора регулюється блоком управління 5 у функції сигналу управління  $U_y$ .

Більшість сучасних перетворювачів частоти (ПЧ) від доль кВт до сотень кВт побудовані однаково – рис. 4.25: мережа змінного струму – некерований випрямляч В – конденсатор LC – фільтри – автономний інвертор напруги І з широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ) – асинхронний двигун АД, до якого прикладена змінна 3-фазна напруга з регульованою частотою  $f=var$  і

амплітудою  $U=var$ ; управління інвертором здійснюється блоком управління БУ.

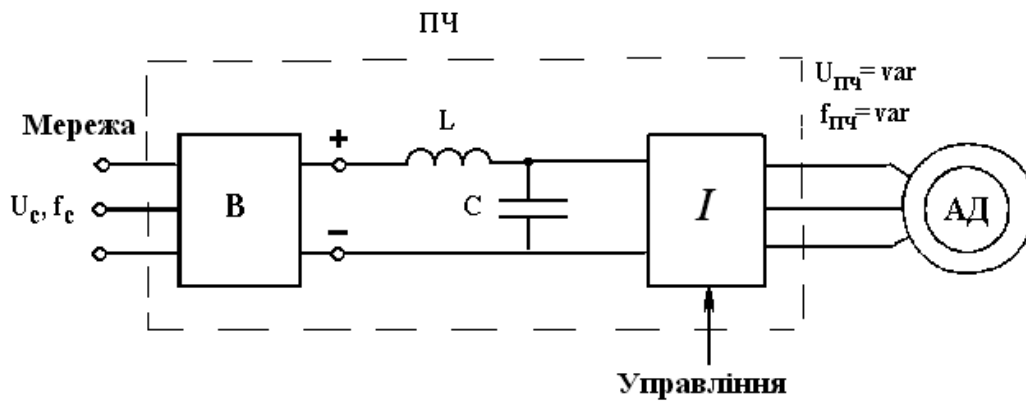


Рисунок 4.25 – Типова схема перетворювача частоти

Ідею автономного інвертора напруги (АІН) проілюструємо на простій однофазній схемі з чотирма ідеальними ключами 1, 2, 3, 4 і активним навантаженням  $R$  – рисунок 4.26, а.

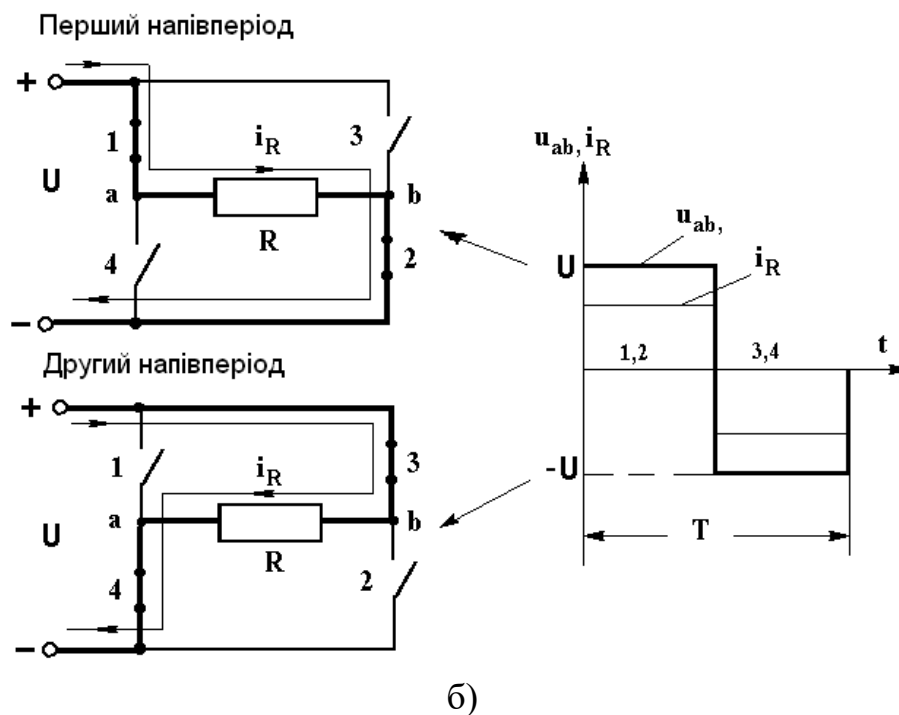
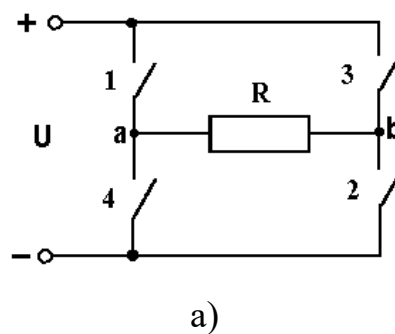


Рисунок 4.26 – Однофазний інвертор, навантажений активним опором (а), і діаграма роботи (б)

При попарній комутації ключів 1,2 – 3,4 – 1,2 і так далі через час  $T/2$  (рис. 4.26, б) до резистора прикладатиметься змінна напруга  $U_{ab}$  прямокутної форми з частотою  $f = \frac{1}{T}$ . Струм при активному навантаженні повторюватиме форму напруги. Змінюючи комутаційний проміжок  $T/2$ , можна міняти частоту в будь-яких межах.

При активно-індуктивному навантаженні розмикання ключа неприпустимо без додаткових мір, оскільки енергія, запасена в індуктивності, при розриві кола викличе великі піки перенапружень і зробить пристрій повністю непрацездатним.

Отже, при розмиканні ключів повинні залишатися контури, по яких продовжував би протікати струм в колишньому напрямі і запасалася б енергія, передана з індуктивності, що розряджається.

Конфігурація схеми, при якій виконуються вказані умови, показана на рисунку 4.27, а. Пунктирні діоди у ключів 1–4 відображають їх односторонню провідність. Діоди  $D1$ – $D4$  утворюють разом з конденсатором  $C$  контури для обміну енергією. Комутація ключів не відрізняється від показаної на рисунку 4.26, проте струм на кожному напівперіоді міняє напрям, протікаючи по контурах, показаних на рисунку 4.27, б. Неважко бачити, що форми напруги і струму істотно різні, і струм через індуктивний характер навантаження відстає від напруги.

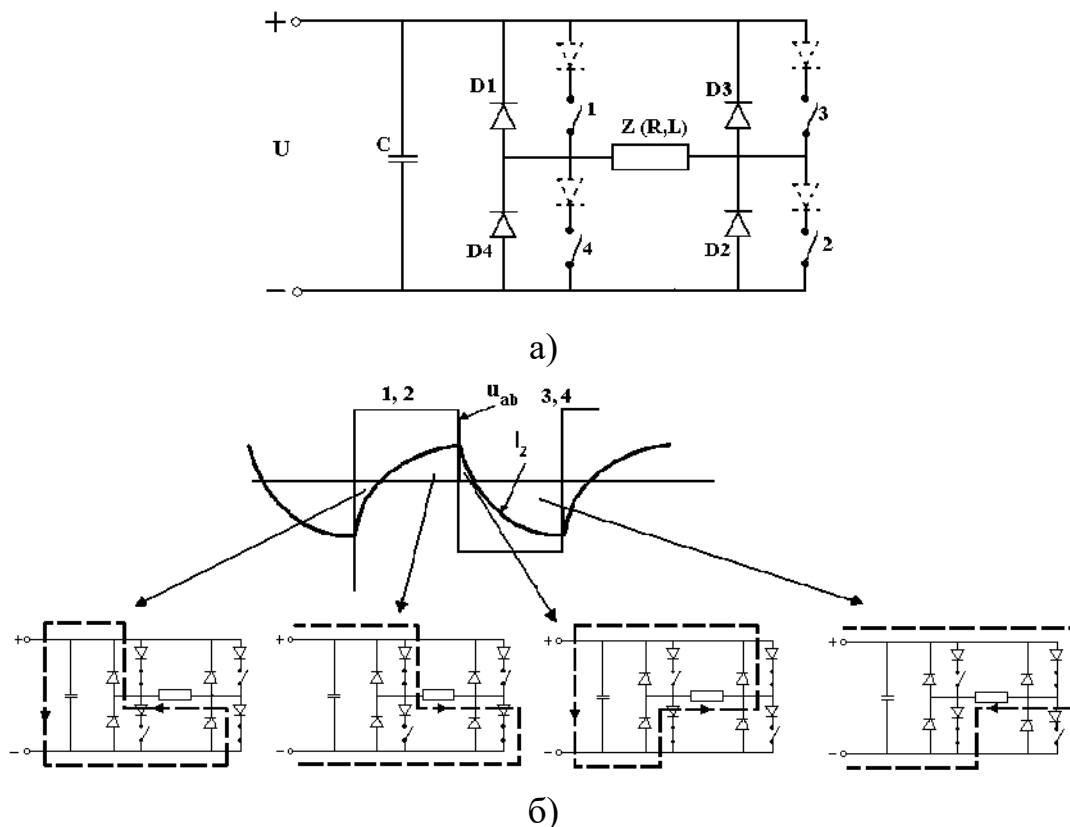


Рисунок 4.27 – Однофазний інвертор з  $R - L$  навантаженням (а) і діаграма роботи (б)

Розглянуті вище принципи побудови і роботи однофазних автономних інверторів напруги легко розповсюджуються на  $m$ -фазні (зазвичай – трифазні) схеми.

Зупинимося докладніше на роботі керованого інвертора 3, вважаючи при цьому, що за допомогою того або іншого керованого випрямляча на його вхід подається постійна напруга  $E_o$ .

Припустимо, що трьохфазне навантаження  $z_A$ ,  $z_B$  та  $z_C$  (обмотки статора) з'єднана у зірку, а тиристори  $VS1$ – $VS6$  (рис. 4.28), на яких виконано інвертор, з'єднані за мостовою схемою, та по сигналам з блоку управління відчиняються у потрібній послідовності. Зазвичай тривалість відчиненого стану кожного тиристора складає половину або третью періоду  $T_{pez}=1/f_{per}$ , а зсув моментів відкриття тиристорів  $VS1$ – $VS6$  складає шосту частину цього періоду. Для кількісних оцінок приймемо  $U=1$  та  $RA=RB=RC=R=1$ .

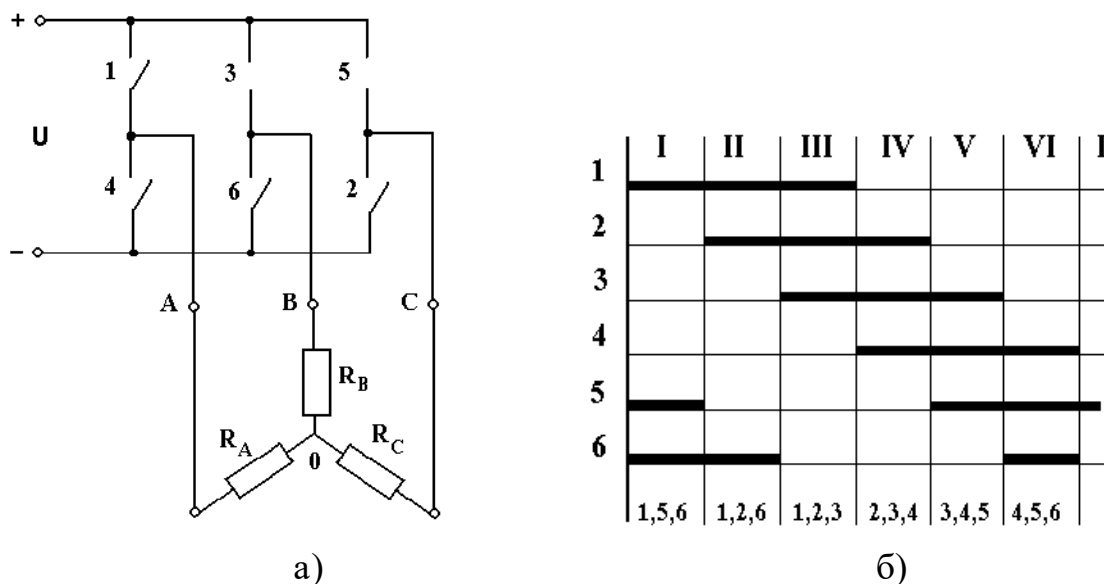


Рисунок 4.28 – Схема трифазного інвертора (а) і діаграма комутації (б)

Розділимо період вихідної напруги на шість інтервалів I–VI і умовимося комутувати ключі на початку кожного інтервалу в порядку їх номерів, вказаних на рисунку 4.28, а. В результаті отримаємо діаграму комутації, показану на рисунку 4.28, б. Тут прийнята так звана  $180^\circ$  комутація, тобто кожен ключ, замкнувшись, продовжує залишатися включеним три інтервали, тобто  $1/2$  періоду або  $180^\circ$ . Включений стан ключів відмічений на діаграмі жирними лініями і показують, які з ключів замкнуті на кожному інтервалі.

На інтервалі I крапки A і C пов'язані з “плюсом” джерела, а крапка B з “мінусом”, тобто інтервалу I відповідає схема на рисунку 4.28, а. Неважко побачити, що опір кола між “+” і “–” складе при прийнятих величинах  $1/2+1=3/2$ , загальний струм буде  $1:3/2=2/3$ , тоді фазна напруга на I інтервалі буде:  $U_{AI} = 1/3$ ,  $U_{BI} = -2/3$  і  $U_{CI} = 1/3$  (позитивним прийнятий напрям від

затисків  $A$ ,  $B$ ,  $C$  – до нуля). Якщо перейти до векторного представлення величин, то отримаємо діаграму на рисунку 4.29, б: результуючий вектор, дорівнює 1, направлений по осі фази  $St$ .

При активно-індуктивному навантаженні в необхідно додати – діоди, які шунтують ключі, і конденсатор, що бере участь в процесі перекачування що запасеної у індуктивностях енергії на кожному такті роботи схеми.

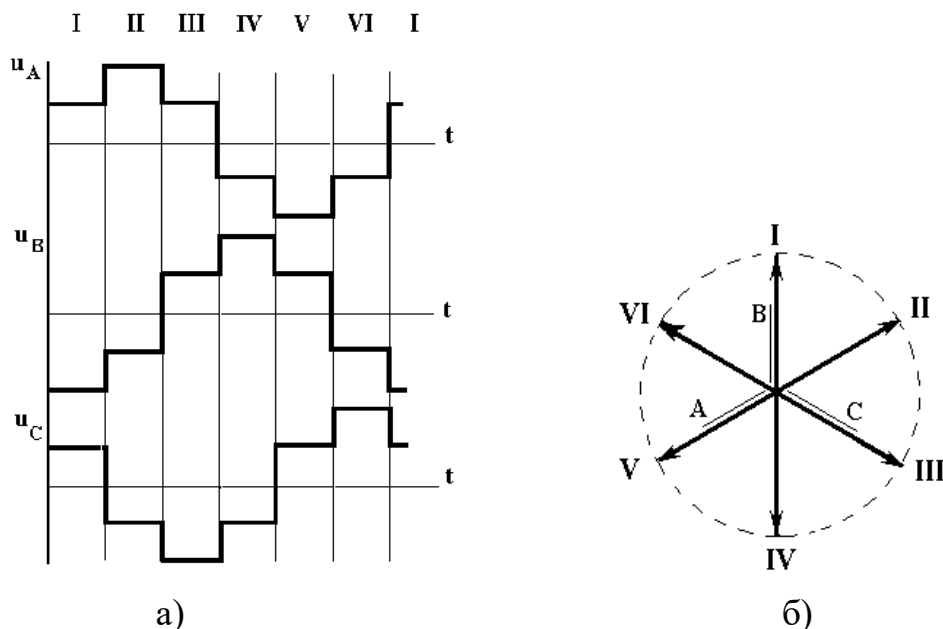


Рисунок 4.29 – Діаграми фазної напруги

Принцип перетворення постійної напруги в змінне, заснований на використанні керованих ключів, використовується в переважній більшості сучасних перетворювачів частоти. Він використовується в автономних інверторах струму, коли на вході інвертора включений реактор, індуктивність якого достатня для підтримки струму навантаження практично незмінним протягом напівперіоду вихідної частоти. Таким чином, в АІС задається миттєве значення струму, він живиться від джерела струму. Напруга – залежна змінна. Зазвичай навантаження шунтується конденсатором в цілях створення умов комутації ключів – тиристорів і забезпечення нормальної роботи при активно-індуктивному навантаженні.

Висновок – керовані ключі дозволяють перетворювати постійну напругу в  $m$  – фазну змінну напругу потрібної частоти.

Управляти амплітудою змінної напруги можливо декількома методами:

Перший – використовувати для зв'язку з мережею керований випрямляч замість некерованого. Цей метод використовується зазвичай в АІС і останнім часом в деяких АІН для забезпечення рекуперації енергії в мережу і зниження шкідливого впливу інвертора на мережу.

Другий – варіювання тривалості імпульсу усередині кожного напівперіоду.

Третій – повсюдно використовуваний в сучасних перетворювачах частоти на основі АІН, – широтно-імпульсна модуляція (ШІМ).

#### 4.6.3 Широтно-імпульсна модуляція

Принцип дії автономного інвертора напруги з ШІМ проілюструємо на простій ідеалізованій однофазній схемі з чисто активним навантаженням – рисунок 4.26, а.

Для зміни амплітуди і форми напруги на навантаженні роздібнимо кожен період  $T$  на  $n$  рівних частин (інтервалів) з тривалістю кожного  $\tau = \frac{T}{n}$  і комутуватиме ключі 1,2 на кожному інтервалі позитивного напівперіоду, а ключі 3,4 – на кожному інтервалі негативного напівперіоду як показано на рисунку 4,26, а. Тоді на кожному інтервалі і до навантаження прикладатиметься не повна напруга  $U$ , а лише його частина  $U_{icp}$ :

$$U_{icp} = \frac{U \cdot t_{i1}}{t_{i1} + t_{i2}} = \frac{U \cdot t_{i1}}{\tau} = U \varepsilon_i. \quad (4.49)$$

Міняючи на кожному інтервалі відносну ширину імпульсу можна легко управляти середньою за інтервал напругою  $U_{icp}$ , тобто формувати на кожному напівперіоді будь-яку потрібну форму напруги, як показано на рисунку 4.30, б. Із збільшенням  $n$  зменшуватиметься  $\tau$  і ступінчаста крива наблизатиметься до заданої плавної.

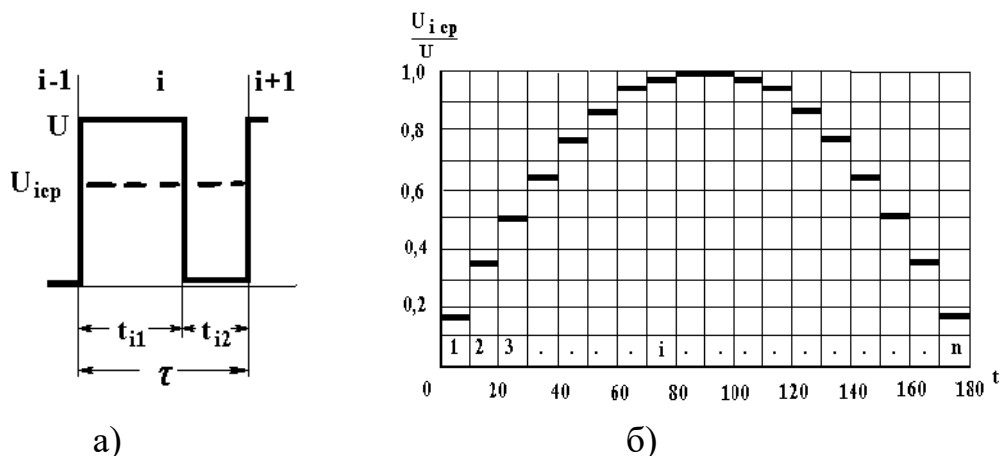


Рисунок 4.30 – ШІМ на інтервалі (а) і на половині періоду вихідної частоти (б)

Використовуючи широтно-імпульсну модуляцію, можна формувати будь-які потрібні форми кривої струму, враховуючи параметри навантаження, що змінюються в процесі роботи. У сучасних добре зроблених перетворювачах частоти ШІМ дозволяє при будь-якій необхідній вихідній частоті перетворювача змінювати потрібним чином амплітуду напруги, управляючи

магнітним потоком двигуна, і формувати при будь-якому навантаженні на валу близьку до синусоїдальної форму струму двигуна.

На рисунок 4.31 як приклад показані експериментальні осцилограми фазної напруги і струму в одній з версій системи ПЧ–АД.

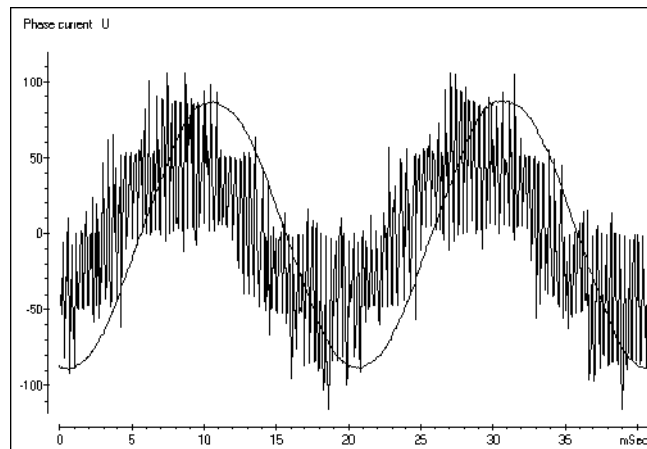


Рисунок 4.31 – Експериментальна осцилограма напруги і струму в ПЧ з ШІМ

Повно реалізувати широкі можливості ШІМ вдалося лише в останніх 5–10 років з появою на ринку досконалих ключів, зокрема, транзисторних модулів IGBT з напругою до 1200 В, струмом до 600 А і частотою комутації до 30 кГц, а також засобів управління ними.

Разом з розглянутими вище перетворювачами частоти з явно вираженою ланкою постійного струму іноді використовуються перетворювачі частоти, в яких немає проміжної ланки постійного струму, а живляча трифазна мережа безпосередньо пов'язана з навантаженням – статорними обмотками АД крізь групи керованих випрямлячів – рисунку 4.32, а, б. Такі ПЧ називають перетворювачами частоти з безпосереднім зв'язком або циклоконверторами.

Кожна фаза двигуна (на рис. 4.32, б зображена фаза А) забезпечена двома комплектами зустрічно-паралельно включених керованих випрямлячів, виконаних на простих напівкерованих ключах – тиристорах. Управляючи випрямлячами, можна забезпечити умови, при яких на кожній фазі двигуна в позитивний напівперіод необхідної вихідної напруги проводить один комплект тиристорів А1, а в негативний інший – А2.

З рисунок 4.32, в виходить, що період вихідної напруги  $T$  і, отже, частота  $f=1/T$  залежать від моменту перемикання комплектів тиристорів і можуть змінюватися в деяких межах. Верхня частота обмежена, оскільки при наближенні  $T$  до  $T_c$  (періоду мережевої напруги) вихідна напруга виявляється сильно спотвореною; на практиці часто приймають  $f \leq f_c/2$ .

Амплітуда вихідної напруги може змінюватися за рахунок зміни кута, як показано на рисунок 4.32, в.

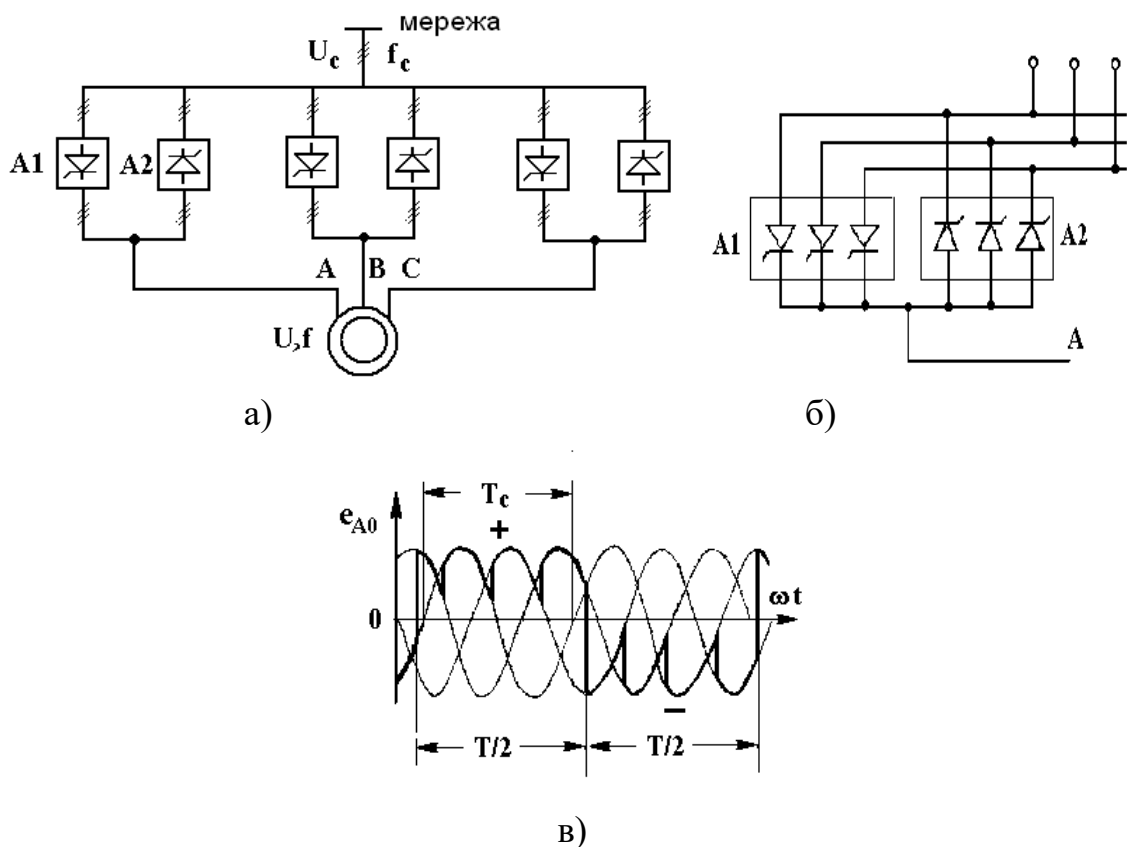


Рисунок 4.32 – Схеми (а) і (б) і діаграма напруги (в) перетворювача частоти з безпосереднім зв'язком

Переваги циклоконвертора полягають в наступному схемна простота, реалізовується на простих, дешевих ключах, можливість двосторонньої передачі потужності, малі втрати в силовому каналі.

Недоліки – низька верхня частота, сильне спотворення як живлячої, так і вихідної напруги обмежують поки його застосування лише окремими спеціальними приводами.

Висновок: перетворювачі частоти є одночасно і регуляторами напруги, проте ця їх функція має допоміжний характер.

#### 4.7 Розімкнута система регулювання швидкості з обмеженням моменту

В асинхронному електроприводі процеси регулювання магнітного потоку і моменту взаємопов'язані, і умова постійності потоку виконується лише в усталеному режимі. В динаміці ця умова порушується, зумовлюючи появу додаткових некерованих складових моменту. Тому при частотному керуванні точні аналітичні вирази для моменту асинхронного двигуна, як функції часу, більш складні ніж у приводі постійного струму. Якщо механічна частина привода має достатній момент інерції для того, щоб розглядати кутову

швидкість  $\omega$  як координату, яка повільно змінюється по відношенню до швидкості електромагнітних процесів, і це ж твердження так само дійсне для швидкості зміни частоти і напруги перетворювача, то регулювання моменту буде здійснюватись за динамічними характеристиками, близькими до статичних. При цьому ліанеризоване рівняння механічної характеристики буде мати вигляд:

$$(1 + \dot{O}_a \delta) \dot{I} = \beta(\omega_0 - \omega) = \beta \left( \frac{\omega_{0a}}{\delta_n} - \omega \right). \quad (4.50)$$

Динаміка під час зміни моменту описується диференціальним рівнянням першого порядку, усталене значення моменту пропорційне частоті ковзання:

$$\omega_2 = \omega_0 - \omega. \quad (4.51)$$

У розімкнутих системах регулювання швидкості обмеження моменту під час частотного керування найпростіше здійснюється обмеженням статорного струму. Структурну схему що реалізує таке керування і відповідні механічні характеристики зображено на рисунку 4.33. У перетворювачі частоти керований тиристорний перетворювач напруги КП і інвертор ІНВ регулюють відповідно напругу і частоту струму статорного кола асинхронного двигуна.

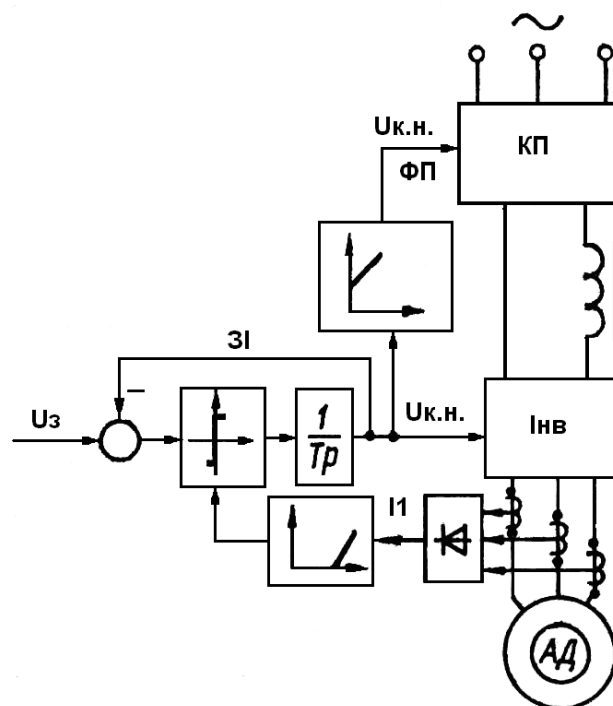


Рисунок 4.33 – Схема частотного керування з обмеженням статорного струму

Необхідний для підтримки постійного потоку взаємозв'язок між напругою і частотою задається за допомогою функціонального перетворювача (ФП).

Темп змін частоти перетворювача  $\omega_{0e}(t)$  і напруги  $U_l(t)$  формується за допомогою задавача інтенсивності ЗІ.

Робота схеми:

1. Нехай в початковий момент часу двигун працював в точці 1 (рис.4.34), яка відповідає навантаженню  $M_c$ . Для збільшення швидкості двигуна на вхід давача подають напругу  $U_3$ , яка визначається новим значенням кутової швидкості.

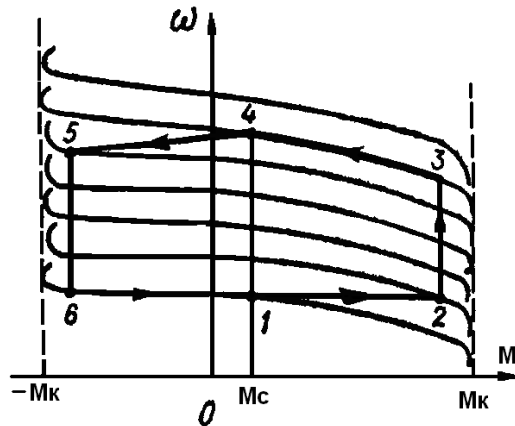


Рисунок 4.34 – Механічні характеристики в пуско-гальмівних режимах

2. Під дією наростаючих у часі задаючих напруг керованого перетворювача напруги  $U_{к.н.}$  і інвертора  $U_{к.ч}$  буде збільшуватись струм статора і момент двигуна ділянка 1–2.

3. Як тільки величина струму статору перевищить значення, відповідне струму обмеження, темп зміни частоти і напруги зменшаться так, що струм  $I_l \approx const$  і збільшення швидкості буде здійснюватись при постійному моменті, який відповідає ділянці розгону 2–3.

4. У точці 3 частота перетворювача  $\omega_{0e}$  дорівнюватиме заданому значенню і рух відбувається на ділянці 3–4.

5. Гальмування електропривода протікає аналогічно за діаграмою, яка складається із ділянок 4–5, 5–6, 6–1. При цьому електропривод працює в режимі рекуперативного гальмування на ділянках, де  $M_d < 0$ .

Керування пусковим і гальмівним моментами в розімкнутих системах може здійснюватись також і іншими методами, але завжди закон зміни частоти в часі  $\omega_{0e}(t)$  повинен бути таким, щоб частота ковзання  $\omega_2(t) = \omega_0(t) - \omega(t)$  не перевищувала критичного значення. При цьому гарантується робота двигуна на лінійній ділянці  $M < M_k$ .

## 4.8 Система частотного керування замкнута за швидкістю

Регулювання моменту за абсолютним ковзанням із формуванням частоти статорної напруги відповідно рівняння

$$\omega_{0e}(t) = [\omega_2 + \omega(t)]p_n \quad (4.52)$$

належить до компенсаційних методів і використовується у системах частотного керування, замкнутих за швидкістю рисунок 4.35.

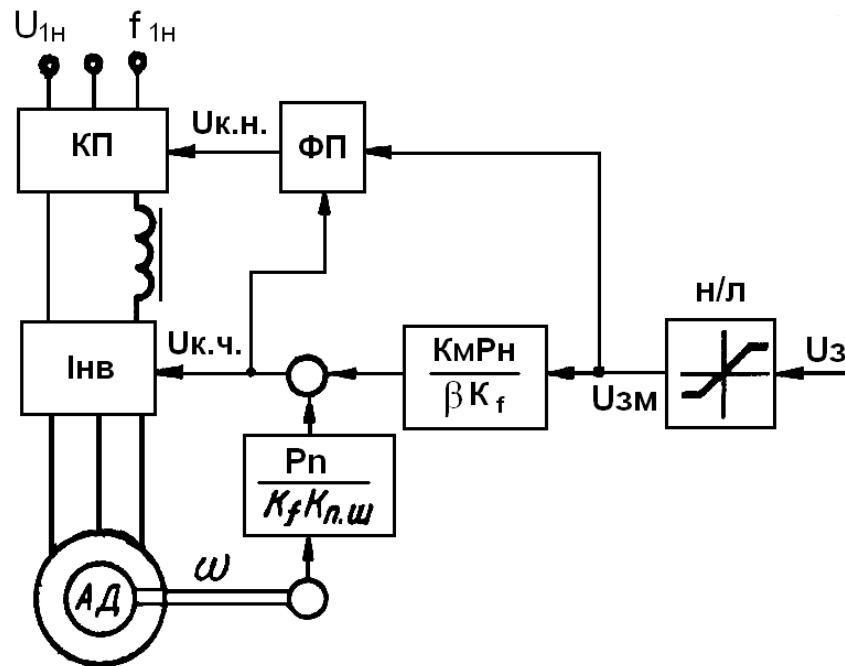


Рисунок 4.35 – Схема частотного регулювання моменту з інвертором напруги

Враховуючи рівняння перетворювача частоти

$$\omega_{0e} = k_f U_{к.ч.} \quad (4.53)$$

та давача швидкості

$$U_{д.ш.} = \omega k_{п.ш.}, \quad (4.54)$$

визначається закон керування перетворювачем частоти  $U_{к.ч.}(t)$ , який забезпечує регулювання моменту двигуна, незалежне від кутової швидкості, відповідно до виразу

$$(1 + T_e p)M = K_M U_{3.м.} \quad (4.55)$$

Регулювання моменту за абсолютним ковзанням передбачає використання додаткового зворотного зв'язку за швидкістю.

Сигнал завдання за моментом  $U_{3.м.}$  можна розглянути як вихідну напругу регулятора швидкості зовнішнього контура регулювання швидкості.

Обмеження моменту виконується обмеженням задаючого сигналу  $U_{3.м.}$  за допомогою нелінійної ланки (НЛ).

Можливість регулювання моменту у чотирьох квадрантах в області обмежених значеннями моменту  $M < M_k$  і механічними характеристиками 1 і 3 (рис. 4.36) під час регулювання в зоні постійного моменту, забезпечується в тому випадку, коли керований перетворювач напруги, що входить у перетворювач частоти, є реверсивним і має можливість рекуперації енергії в мережу.

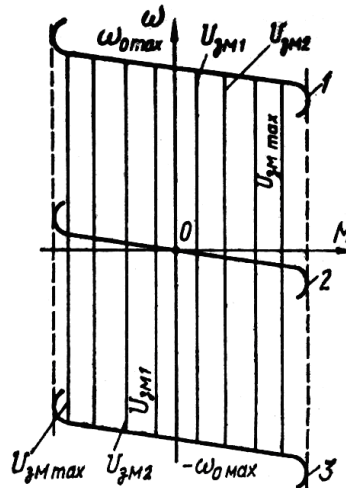


Рисунок 4.36 – Механічні характеристики сталого моменту

Якщо перетворювач не має такої можливості, то розміщення механічних характеристик у другому і четвертому квадрантах обмежується механічною характеристикою динамічного гальмування 2 і віссю абсцис.

Перевантажувальна здатність двигуна в даній схемі залежить від способу стабілізації магнітного потоку.

## 4.9 Гальмування асинхронного електроприводу

Гальмування АД можливо здійснити як при його живленні від мережі змінного струму, так і шляхом підключення кола статора до джерела постійного струму (динамічне гальмування), також при його самозбудженні.

При включення АД за основною схемою рисунок 4.1, а може бути здійснено гальмування противключенням і рекуперативне гальмування.

### 1. Гальмування противключенням

Цей режим здійснюється двома шляхами. Один з них пов'язан зі зміною чергування двох фаз живлячої АД напруги. Припустимо, наприклад, що АД робе на механічній характеристиці 1 (рис. 4.37) в точці *a* при чергуванні на статорі фаз напруги мережі ABC.

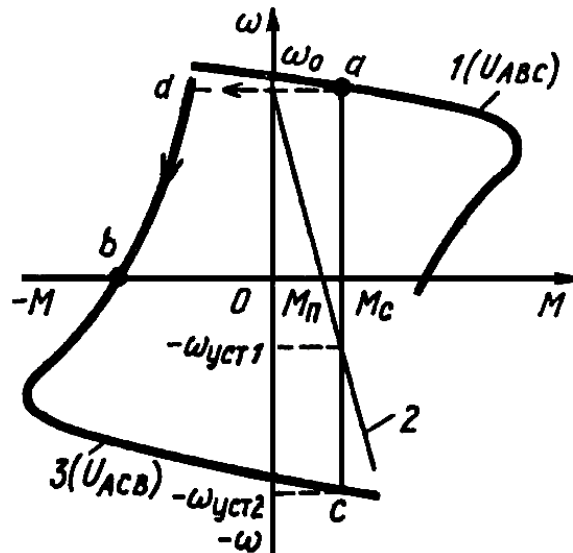


Рисунок 4.37 – Механічні характеристики АД при гальмування  
протівключенням

При перемиканні двох фаз (наприклад, В та С) АД змінюється на характеристику 3 в точку d, ділянка db якій відповідає гальмуванню протівключенням.

Визначимо що при реалізації гальмування для обмеження струму та моменту АД виконується вмикання додаткових резисторів в коло ротора або статора.

Інший шлях перевodu АД до режиму гальмування протівовключенням може бути використано тільки при активному характері моменту навантаження  $M_C$ .

Припустимо що потрібно здійснити спуск вантажу, забезпечує його гальмування за допомогою АД «так званий гальмівний спуск вантажу».

Для цього АД вмикається на підйом з великим значенням додаткового резистора опору  $R_{2д}$  в колі ротора «крива 2 на рисунок 4.37».

В наслідок перевищення моментом навантаження  $M_C$  пускового моменту двигуна  $M_п$  та його активного характеру вантаж починає опускатись зі сталою швидкістю  $-\omega_{уст1}$ . АД при цьому буде робити в режимі гальмування протівмиканням.

Область використання – кранові електроприводи.

## 2. Рекуперативне гальмування

Цей режим здійснюється у тому випадку, коли швидкість АД перевищує синхронну  $\omega_0$  та він працює у генераторному режимі паралельно з мережею. Такий режим виникає, наприклад, під час переходу двох швидкісного АД з великої на низьку швидкість, як зображено на рисунок 4.38.

Припустимо, що в ісходному стані АД працював на характеристиці 1 в точці а, обертаючись зі швидкістю  $\omega_{уст1}$ . При підвищенні кількості пар полюсів АД переходить на характеристику 2 у точку б, ділянка бс котрій відповідає гальмування з рекуперацією (віддачею) енергії в мережу.

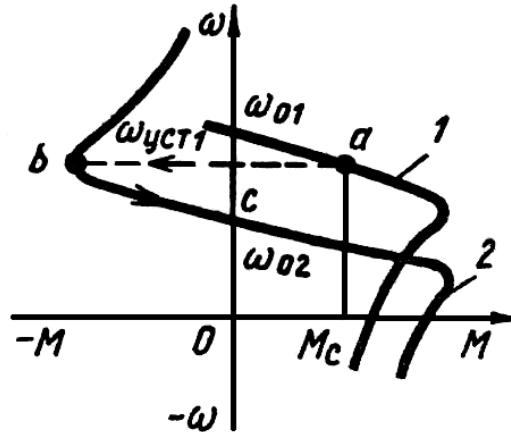


Рисунок 4.38 – Механічні характеристики під час переходу двох швидкісного АД з великої на низьку

Цей же вид гальмування може бути здійснено в системі «перетворювач частоти – двигун» при зупинці АД або його переходу з однієї характеристики на іншу. Для цього здійснюється зменшення частоти вихідної напруги ПЧ  $f_{рег}$ , а тим самим і синхронної швидкості

$$\omega_0 = 2\pi f_{\delta\alpha\alpha} / \delta \quad (4.56)$$

В силу механічної інерції швидкість АД  $\omega$  буде змінюватись повільніше, чим швидкість обертаючогося магнітного поля  $\omega_0$  і буде постійно її перевищувати. За рахунок чого і виникає режим гальмування з віддачею енергії в мережу.

Рекуперативне гальмування також може бути реалізоване в ЕП вантажопідйомних механізмів при спуску вантажів. Для цього АД вмикається у напряму спуску вантажу характеристика 3 рисунок 4.38.

Після закінчення розбігу він буде працювати в точці С зі швидкістю –  $\omega_{уст2}$ . При цьому здійснюється процес спуску вантажу з віддачею енергії в мережу.

Рекуперативне гальмування є найбільш економічним видом гальмування АД.

Використання – електричний транспорт, за наявності перетворювальних тягових підстанцій або накопичувальних конденсаторів.

### 3. Динамічне гальмування

У зв'язку з розвитком асинхронного електропривода з частотним керуванням значний практичний інтерес представляє вивчення властивостей електромеханічного перетворювача при живленні від джерела струму. Це обумовлено тим, що значна кількість використовуваних перетворювачів частоти володіє властивостями джерела струму, тобто формує в фазах двигуна струми, які не залежать від режиму роботи та параметрів двигуна, а визначаються тільки сигналами завдання.

Для того щоб перевести двигун у режим динамічного гальмування, необхідно вимкнути із мережі обмотку статора і подати їй постійний струм рисунок 4.39. Обмотка ротора АД при цьому може бути заморочена накоротко або в її коло вмикається додатковий резистор 3 з опором.

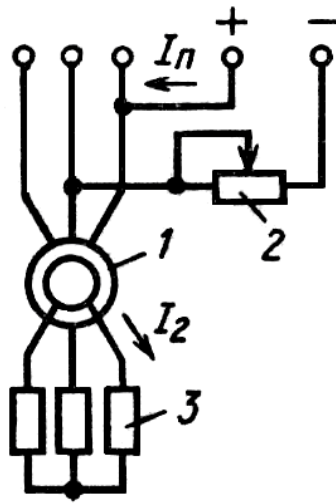


Рисунок 4.39 – Схема включення АД при в режимі динамічного гальмування

Постійний струм  $I_n$ , який проходить в обмотках статора, створює нерухоме магнітне поле. В зв'язку з тим, що обмотка ротора в цей час обертається, вона перетинає магнітні силові лінії поля статора і в ній наводиться трифазна ЕРС. Якщо обмотка ротора замкнута, то під дією ЕРС по ній проходить струм. В результаті взаємодії цього струму і потоку статора виникає гальмівний момент.

Графічно електромеханічна характеристика 7 та механічні показані на рисунок 4.40.

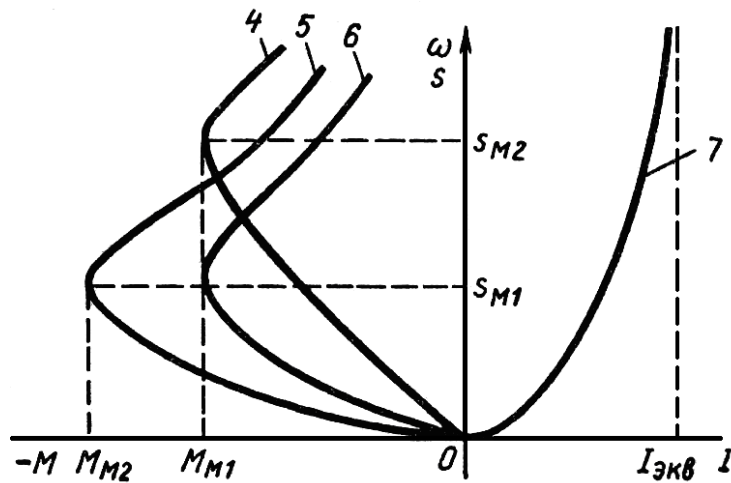


Рисунок 4.40 – Електромеханічна характеристика 7 та механічні характеристики при динамічному гальмуванні

Режим динамічного гальмування, як і всі гальмівні режими, є генераторним. Механічна енергія перетворюється на електричну, що розсіюється у вигляді теплоти в опорах роторного кола.

Штучні механічні характеристики АД в режимі динамічного гальмування отримуються зміною додаткових резисторів 3 і 2 в колі ротора та постійного струму на рис. 4.40 зображені механічні характеристики АД для різних співвідношень  $I$  та  $R$ . Характеристика 6 відповідає струму  $I_1$  опору резистора  $P2$  максимальний момент на ній дорівнює  $M_{M1}$ , а ковзання йому відповідаючи –  $s_{M1}$ .

Збільшення опору резистора 3 при  $I_n = \text{const}$  не приводить до зміни максимального моменту, у той час як ковзання  $s_M$  пропорційно зростає, що видно з характеристики 4. Збільшення струму  $I_n$  при  $R3 = \text{const}$  викликає збільшення максимального моменту пропорційного квадрату струму. Характеристика двигуна має вид кривої 5. Варіюючи значення величин струму та опору можливо отримати бажаний вид механічних характеристик АД в режимі динамічного гальмування і тим самим інтенсивність гальмування асинхронного ЕП.

Область застосування – електричний транспорт при використанні слідкуючого гальмівного електроприводу.

#### 4. Гальмування АД при самозбудженні

Цей вид гальмування АД засновано на тому, що після відключення АД від мережі його електромагнітне поле затухає (зникає) не миттєво, а протягом деякого, нехай не великого інтервалу часу. За рахунок енергії цього незатухшого поля і використання спеціальних схем включення АД можливо забезпечити його самозбудження та реалізувати гальмівний режим. На практиці знайшли використання так звані конденсаторне та магнітне гальмування АД.

При конденсаторному гальмуванні збудження АД здійснюється за допомогою конденсаторів підключаємих до статора АД рисунку 4.41.

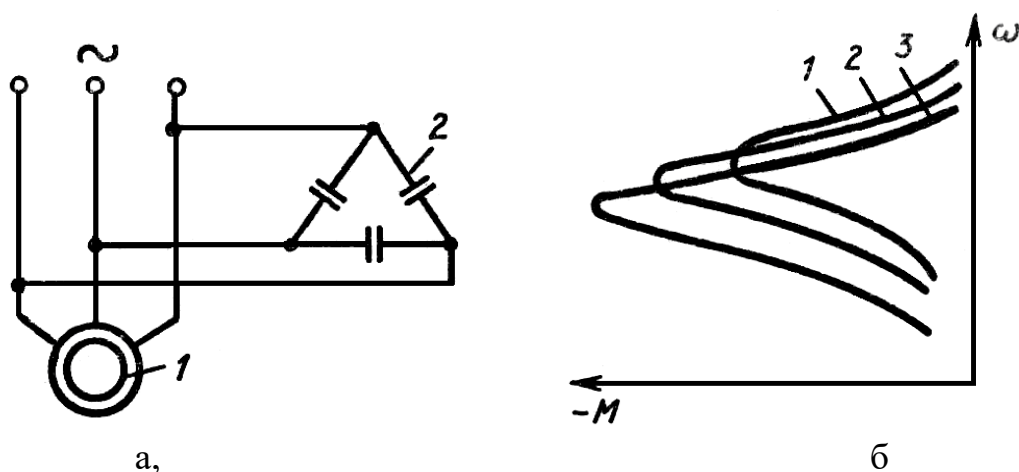


Рисунок 4.41 – Схема а, та характеристики при конденсаторному гальмуванні б

Конденсатори можуть бути підключені до статора АД постійно (глухе підключення) або за допомогою контактора будучи при цьому з'єднані в схему трикутника або зірки.

Вирішальним фактором від якого залежить зовнішній вид та розміщення характеристик 1–3 рисунок 4.37, б, а тим самим інтенсивність гальмування є величина ємкості с конденсаторів. Чим вона більше, тим більше максимум гальмівного моменту, а самі характеристики зміщуються до області низьких швидкостей АД.

### 5. Магнітне гальмування

Цей вид гальмування реалізується після відключення статора АД від мережі та замикання за допомогою контактів 1 його виводів накоротко рисунок 4.42.

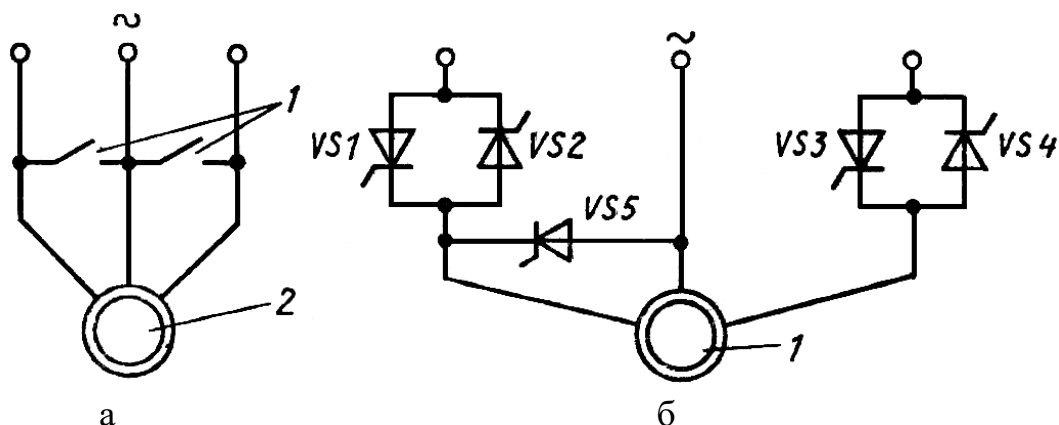


Рисунок 4.42 – Схеми загальна та з використанням тиристорів магнітного гальмування

За рахунок накопиченої в двигуні електромагнітній енергії здійснюється збудження двигуна та на його валу створюється гальмівний момент. Особливості цього виду гальмування є його швидкодія, визначена невеликим

часом затухання магнітного поля двигуна. Не дивлячись на це виникаючі гальмівні моменти достатньо великі і забезпечують інтенсивне гальмування ЕП.

Практичні можливості гальмування АД суттєво розширились у зв'язку з використанням тиристорних пуско-регулюючих пристроїв, які дозволяють здійснювати як пуск двигуна, так і його гальмування. Для забезпечення інтенсивного гальмування двигуна часто використовують комбінований спосіб гальмування, наприклад динамічне гальмування та гальмування коротким замиканням.

Цей спосіб може бути реалізовано пусковим тиристорним пристроєм рис.6 складеним з двох пар зустрічно-паралельно ввімкнених тиристорів VS–VS4 для підключення або відключення двигуна від джерела живлення та додаткового тиристора VS5 для реалізації гальмування коротким замиканням обмоток статора. Гальмування здійснюється у два етапи

а) на першому після закриття тиристорів VS1–VS4 і відключення двигуна від мережі подається сигнал керування на тиристор VS5, який замикає накоротко дві фази статора;

б) коли інтенсивність гальмування коротким замиканням обмоток статора зменшиться, подається сигнал керування на тиристор BC1, за допомогою якого в коло статора подається постійний струм і тим самим забезпечується режим динамічного гальмування.

#### 4.10 Питання для самоконтролю

1. Що таке схема заміщення АД?
2. В яких енергетичних режимах може працювати АД?
3. Якими способами можуть бути отримані штучні механічні характеристики АД
4. Які переваги та недоліки має спосіб регулювання координат АД за допомогою резисторів?
5. Які можливості по керуванню АД має спосіб, пов'язаний з регулюванням напруги на статорі АД?
6. З якою ціллю при частотному способу регулювання виконується також і регулювання напруги живлення АД?
7. Які типи ПЧ ви знаєте?
8. Поясніть принцип дії безпосереднього ПЧ?
9. Поясніть принцип дії керованого інвертора ті назвіть його основні види.
10. За рахунок чого у частотно-регульованому асинхронному ЕП виконується регулювання величини прикладаємої до АД напруги?
11. Поясніть принцип зміни кількості пар полюсів багатошвидкісного АД?
12. У чому принцип імпульсного способу регулювання координат ЕП з АД?
13. Для чого будуються замкнуті ЕП з імпульсним регулюванням?
14. Якими способами може бути здійснено гальмування АД по його основній схемі включення?
15. Що таке динамічне гальмування АД?
16. У чому основна особливість перехідних процесів у асинхронному ЕП?
17. Якими шляхами досягається формування перехідних процесів у асинхронному ЕП?
18. Де використовуються однофазні асинхронні електродвигуни?
19. Які особливості роботи однофазного АД?
20. Надати визначення лінійного АД та міста його використання?

## V ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНІ ВЛАСТИВОСТІ СИНХРОННИХ ДВИГУНІВ

### 5.1 Математичний опис процесів електромеханічного перетворення енергії в синхронному двигуні

Синхронна машина, як правило має явнополюсний ротор, на якому розміщується обмотка збудження. Живлення обмотки збудження здійснюється через контактні кільця від джерела постійної напруги, а трифазна обмотка статора підключається до мережі змінного струму.

Двофазна модель такої машини представлена схемою на рисунку 5.1. Тут обмотки фаз статора живляться симетричною двофазною системою напруг.

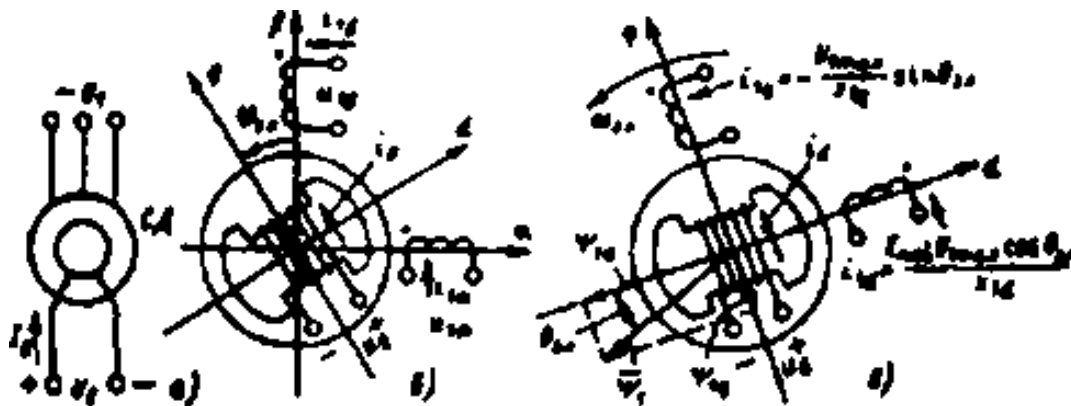


Рисунок 5.1 Двофазна модель синхронної машини

Обмотка збудження розташована на осі  $d$  явнополюсного ротора і підключена до джерела постійної напруги  $U_z$ . Рівняння електромеханічної характеристики, записані для реальних змінних а осях  $\alpha, \beta, d, q$  мають вигляд

$$\left. \begin{aligned} u_{1\alpha} &= R_1 i_{1\alpha} + d\psi_{1\alpha} / dt; \\ u_{1\beta} &= R_1 i_{1\beta} + d\psi_{1\beta} / dt; \\ u_e &= R_e i_e + d\psi_e / dt; \end{aligned} \right\} \quad (5.1.)$$

Особливістю даного двигуна є синхронне обертання ротора з обертовим полем статора. При роботі в руховому режимі ротор відстає від поля статора на кут  $\theta_{ел} = \varphi_0 - \varphi_{ел} = \omega_0 t - \varphi_{ел}$  тому найбільш зручний для аналізу вид рівнянні механічної характеристики мають в осях  $d, q$ .

$$\begin{aligned} U_{1\max} \sin \theta_{ел} &= R_1 i_{1d} + d\psi_{1d} / dt - \omega_{ел} \psi_{1q}; \\ -U_{1\max} \cos \theta_{ел} &= R_1 i_{1q} + d\psi_{1q} / dt + \omega_{ел} \psi_{1d}; \\ U_z &= R_z i_z + d\psi_z / dt; \end{aligned} \quad (5.2)$$

$$M = p_n(\psi_{1d}i_{1q} - \psi_{1q}i_{1d}).$$

Зробимо заміну змінних двохфазної машини змінними трифазної і перейдемо до ефективних значень ЕРС і напруги. В результаті отримаємо відоме рівняння кутовий характеристики трифазного явнополюсного синхронного двигуна:

$$M = \frac{3U_1 E \sin \theta_{ел}}{\omega_0 x_{1d}} + \frac{3U_1^2}{2\omega_0} \left( \frac{1}{x_{1q}} - \frac{1}{x_{1d}} \right) \sin 2\theta \quad (5.3)$$

Рівняння (5.3) свідчить про те, що електромагнітний момент синхронного двигуна складається з двох складових, перша з яких обумовлена взаємодією обертового поля статора з полем порушеної ротора, а друга являє собою реактивний момент, обумовлений явнополюсним виконанням ротора. Внаслідок явнополюсности енергія магнітного поля максимальна при будь-якому з двох можливих співвісних з полем статора положень ротора, що і визначає залежність реактивного моменту від подвійного кута  $\theta_{ел}$ .

## 5.2 Характеристик синхронного двигуна

Зразковий вид кутовий характеристики  $M = f(\theta_{ел})$  показаний на рисунку 5.2 а. Розглядаючи її, можна переконатися, що збільшення кута  $\theta_{ел}$ , викликає зростання електромагнітного моменту спочатку в залежності близької до лінійної. При  $\theta_{ел} > 45^\circ$  темп наростання моменту швидко знижується, і після досягнення максимуму  $M_{max}$  подальше зростання кута  $\theta$  тягне за собою зменшення моменту двигуна.

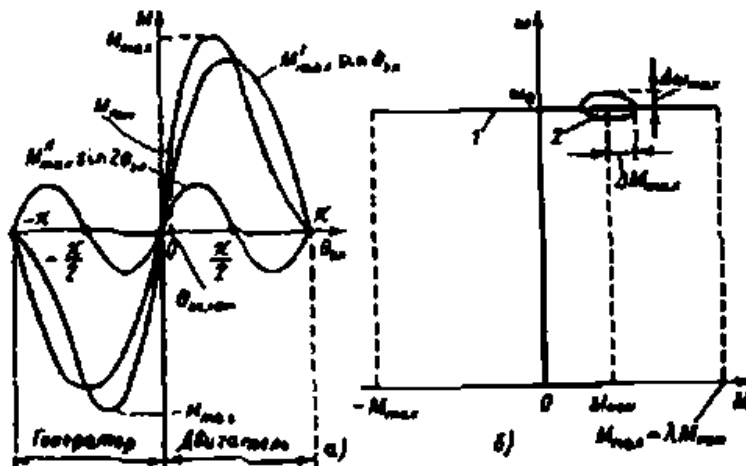


Рисунок 5.2 – Кутови характеристики  $M = f(\theta_{ел})$

Без урахування явнополюсності ротора максимум моменту настає при  $\theta_{ел} = 90^\circ$ .

У номінальному режимі роботи, коли двигун розвиває номінальний електромагнітний момент  $M_{ном}$ , кут  $\theta_{ел}$  зазвичай становить  $\theta_{ел} = 20 \div 300$ . Цією обставиною визначається перевантажувальна здатність синхронного двигуна, яка лежить в межах  $\lambda = M_{max} / M_{ном} = 2 \div 3$ . Розгляд рисунку 5.2, б дозволяє зробити висновок, що реактивний момент збільшує крутизну робочої ділянки кутовий характеристики і дещо підвищує перевантажувальну здатність двигуна.

Перевантажувальна здатність синхронного двигуна менш чутлива до зниження напруги мережі, ніж у асинхронного двигуна, що належить до його важливих достоїнств. Цей висновок впливає безпосередньо з (5.3). якщо врахувати, що реактивний синхронний момент, залежить від квадрата напруги, мало впливає на перевантажувальну здатність, а основна складова моменту залежить від напруги  $U_1$ , лінійно, так як ЕРС машини  $E$  визначається струмом збудження  $I_z$ .

Механізм утворення синхронного моменту видно на рисунку 5.1, в. На цьому малюнку позначені всі струми, що визначають напрямок вектора потокозчеплення статора  $\psi_1$ , пов'язаного з віссю магнітного поля машини. Вектор поля визначається геометричній сумою потокозчеплення обмотки статора по осі  $d$  і по осі  $q$ . Тому головними динамічних властивостей синхронний двигун подібний до пружним механічним системам.

Важливою перевагою синхронного двигуна є можливість регулювання реактивної потужності шляхом впливу на струм збудження  $I_z$ . Вираз для струму свідчить про те, що за інших рівних умов цей струм і його знак визначаються струмом збудження котрому пропорціональна при прийнятих припущеннях для узагальненої машини ЕРС.

Синхронний двигун має підвищену схильність до коливань, для усунення (або зниження) якої реальні синхронні двигуни забезпечуються демпферного (пусковий) короткозамкненою обмоткою. Ця обмотка виконується у вигляді білячої клітини на полюсах ротора і при виникненні коливань швидкості ротора, т. з. ковзання, створить асинхронний момент.

Важливою перевагою синхронного двигуна є можливість регулювання реактивної потужності шляхом впливу на струм збудження. Вплив порушення двигуна на умови перетворення енергії можна проаналізувати за допомогою векторних діаграм при  $\theta_{ел} = \text{const}$ , представлених на рисунку 5.3.

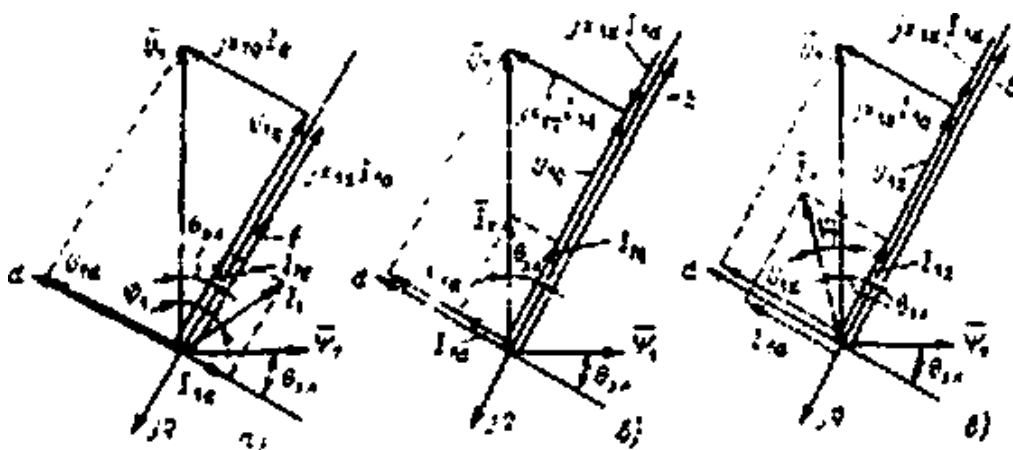


Рисунок 5.3 – Векторні діаграми при  $\theta_{\text{ел}} = \text{const}$

При відносно невеликому струмі порушення  $E_{\text{max}} < U_{\text{max}} \cos \theta_{\text{ел}}$  і ток  $I_{1d}$  спрямований в негативну сторону осі  $d$  (рис 5.4а). при цьому струм статора  $I_1$ , відстає від прикладеної напруги на кут  $\phi_1$ , з мережі споживається реактивна потужність. Це споживання тим більше, чим менше струм збудження. Збільшуючи струм збудження, можна змінити напрямок струму  $I_{1d}$  і встановити таке його значення. при якому вектор струму статора  $I_1$ , збігається за напрямком з напругою мережі рисунок 5.4, б. при цьому двигун споживає з мережі (або віддає в мережу) тільки активну потужність, працюючи з  $\cos \phi_1 = 1$ . Подальше збільшення струму збудження і ЕРС двигуна призводить до роботи двигуна з випереджаючим  $\cos \phi_1$ , і віддачі реактивної потужності в мережу (рис. 5.4в).

З порівняння векторних діаграм на рисунку 5.4 можна зробити висновок. що при  $\theta_{\text{ел}} = \text{const}$  збільшення струму збудження і ЕРС  $E$  викликає збільшення активної складової струму  $I_1$ , зростання активної потужності, а отже, і моменту двигуни При незмінному моменті двигуна збільшення струму збудження призводить до зменшення кута  $\theta_{\text{ел}}$ , а робота при  $\phi_1$  про відповідає мінімальному струму статора спожитому двигуном при цьому моменті. Як впливає з (5.3) збільшення струму збудження  $I_3$ , і ЕРС  $E$  призводять до збільшення перевантажувальної здатності синхронного двигуна.

### 5.3 Кроковий режим роботи синхронного двигуна

Важливою особливістю синхронного двигуна є можливість фіксації положень ротора шляхом підключення обмоток фаз статора до джерела напруги. Для аналізу цієї можливості зручно використовувати схему моделі синхронного двигуна, наведену на рисунку 5.1б, прийнявши, що обмотка

статора по осі  $a$  підключена до джерела напруги  $UI$  і в ній протікає постійний струм  $I_{1\alpha} = I_{1n}$ , а обмотка  $I_{1\beta}$  відключена і  $I_{1\beta} = 0$ . Створюване обмоткою  $I_{1\alpha}$  поле статора направлено по осі  $a$  і в результаті взаємодії з ним порушеної ротора виникає синхронізуючий момент від кута повороту ротора

$$M = p_n \left[ -L_{12d} I_3 I_{1n} \sin \varphi_{el} - 0.5 I_{1n}^2 (L_{12d} - L_{1n}) \sin 2\varphi_{el} \right] \quad (5.4)$$

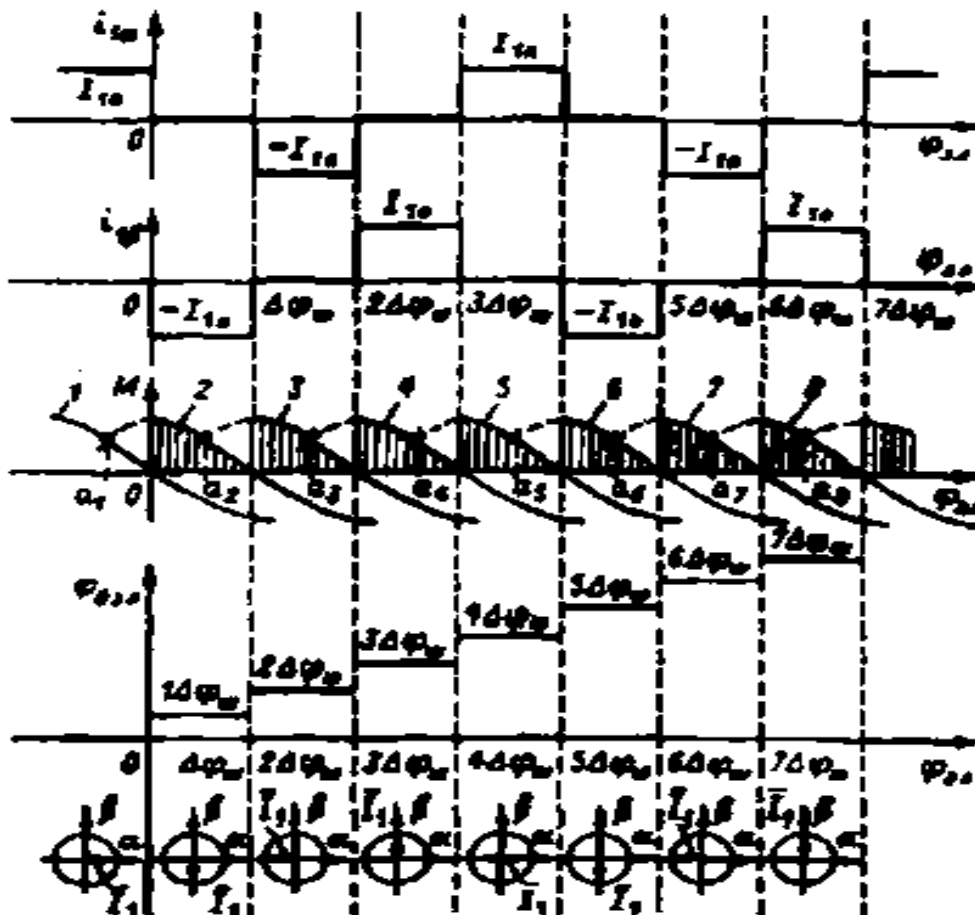


Рисунок 5.5 – Режим фіксації роботи синхронного двигуна

Режим фіксації представлений на рисунку 5.5 залежностями  $M$  від відповідними ділянці, де  $\varphi_{el}=0$ . На малюнку також показано значення струму  $I_{1\alpha} = I_{1n}$ ,  $I_{1\beta} = 0$  а також залежність синхронізуючого моменту (крива 1). Якщо при цих умовах відхилити ротор від точки 0 в будь-яку сторону, виникне момент  $M$ , спрямований відповідно до формули протилежно переміщенню, тобто прагне повернути систему в початковий стан. Таким чином, при порушенні статора постійним струмом ротор синхронного двигуна фіксується в положення, яке визначається напрямом результуючого вектора струму статора,

з точністю, яка залежить від навантаження на валу і від електромагнітної жорсткості кутовий характеристики.

Прийmemo, що  $M_c = 0$  і в статичному режимі ротор займає положення, відповідне  $\varphi_{ел}=0$ . Якщо в цьому положенні, як показано на рисунку 5.5, відключити обмотку  $I\alpha$  включити на напругу обмотку  $II\beta$  результуючий вектор струму, стрибком повернеться на кут  $\Delta\varphi_{кр} = 90^\circ$ , значення  $\Delta\varphi_{ел}$  зміниться і стане рівним  $\Delta\varphi_{кр}$ , при цьому виникне синхронізуючий момент, визначений кривою 2, який буде прагнути знову поєднати вісь ротора з вектором поля статора і викликати поворот ротора в сторону нової точки фіксації. Залежність  $M = f(\varphi_{ел})$  для ділянки, де  $\varphi_{ел} = \Delta\varphi_{кр}$  наведена на рисунку 5.5 (крива 2).

Розглядаючи рисунок 5.5 можна бачити, що вказане перемикування обмоток визначає поворот ротора на один крок  $\Delta\varphi_{кр}$ . Відключенням обмотки  $II\beta$  і включенням обмотки  $I\alpha$  на напругу вектор поля статора стрибком повертається ще на один крок, ротор займає положення  $\varphi_{ел} = 2 \Delta\varphi_{кр}$  і т.д. Таким шляхом можна задавати дискретні переміщення ротора двигуна, що відповідають певному числу кроків. Середня швидкість переміщення при цьому визначиться частотою імпульсів струму, що подається в обмотки статора

$$\omega_{0ел} = \omega_{0ср} = \frac{\Delta\varphi_{кр}}{\Delta t_{кр}} = f_1 \Delta\varphi_{кр} \quad (5.5)$$

Крива  $M = f(\varphi_{ел})$  на рисунку 5.5 свідчить про те, що середнє по пройденого шляху значення електромагнітного моменту менше, ніж максимум моменту по кутовий характеристиці, і залежить від кута, при якому здійснюється комутація струмів. Найбільше значення середнього моменту відповідає комутації в точках перетину кривих 1–8, позначених а1–А8, при цьому середній за один крок момент визначається співвідношенням

$$M_{сер.мах} = (2M_{мах} m / \pi) \sin(\pi / 2m) \quad (5.6)$$

де  $m$  – число фаз двигуни.

Середній момент у часі може дещо відрізнятися від (5.6) в сторону зменшення в зв'язку з пульсаціями швидкості ротора.

Отже, в крокової режимі при постійній частоті  $f_1$ , статична механічна характеристика двигуна подібна розглянутої вище для випадку живлення

двигуна від мережі. Відмінністю крокової режиму є дискретний характер обертання вектора поля статора. Це наочно показують залежність  $\varphi_{0el} = f(\Delta\varphi_{el})$  на рисунку 5.5. і наведені там же діаграми, що характеризують дискретні положення вектора струму статора. Ступінчаста залежність визначає пульсації швидкості ротора і зниження перевантажувальної здатності двигуна.

Проведений аналіз роботи синхронного двигуна в кроковому режимі при живленні обмоток статора від джерела напруги справедливий тільки для невеликих частот комутації струмів.

При зміні частоти в широких межах для суворого опису механічної характеристики двигуна слід використовувати систему рівнянь в запису для крокової режиму:

Особливістю є ступінчастий характер зміни  $\varphi_{0el}(t)$ . Необхідність вирішення системи для кожного кроку двигуна ускладнює завдання, тому аналіз динаміки крокової режиму зазвичай здійснюється за допомогою ЕОМ. Він показує, що при харчуванні від джерела напруги зі зростанням частоти  $f_1$ , збільшується ЕРС статорних обмоток  $E$ , і струм  $I_1$  знижується. Зростаючий вплив електромагнітної інерції призводить до зміни форми струмів  $I_{1\alpha}$ ,  $I_{1\beta}$  показаних на рисунку 5.5.

У більш широкому діапазоні частот проведений за допомогою (5.6) аналіз справедливий для крокової режиму при харчуванні всіх обмоток двигуна від джерел струму. В цьому випадку  $I_z = \text{const}$ , струми статора мають форму, близьку до показаної на рисунку 5.5, і кутова характеристика визначається (5.6) при заміні  $\varphi_{el}$  на  $\varphi_{0el}$  -  $\varphi_{el}$ :

$$M = p_n \left[ -L_{12d} I_z I_{1n} \sin(\varphi_{0el} - \varphi_{el}) - 0,5 I_{12d}^2 (L_{1d} - L_{1q}) \sin 2(\varphi_{0el} - \varphi_{el}) \right] \quad (5.7)$$

Сімейство механічних характеристик, які відповідають цим умовам, перевантажувальна здатність двигуна в широкому частотному діапазоні залишається практично незмінною. Таким чином, в крокової режимі синхронний двигун здатний відпрацьовувати переміщення, що задаються числом електричних імпульсів, комутуючих струми статора в необхідній послідовності. Жорстка зв'язок між числом кроків переміщення ротора і числом електричних імпульсів є чудовою властивістю цього двигуна, широко використовуваним в практиці дискретного електроприводу з цифровим управлінням.

Для цих цілей розроблені і випускаються промисловістю серії спеціальних синхронних двигунів, званих кроковими електродвигунами. Крокові електродвигуни мають невелику (до 4 кВт) потужність і виконуються з різною кількістю фаз ( $p = 3, 4, 5$ ) і числом пар полюсів  $p > 2$ . Від цих параметрів залежить значення кроку

$$\Delta\varphi_{\text{кр}} = \pi / m p \pi$$

Значення кроку визначає точність відпрацювання переміщень при показаному на рисунок 5.5 способі комутації струмів. На практиці використовуються більш складні закони дискретного управління струмами фаз статора, які дозволяють отримувати ряд проміжних положень вектора т. є. дробити крок на більш дрібні дискрети і збільшувати точність управління рухом електроприводу.

Конструктивно крокові двигуни мають ряд виконань за способом збудження (збудження ротора постійним струмом, збудження за допомогою постійних магнітів, реактивні двигуни і за характером руху (двигуни з обертовим рухом ротора, двигуни з лінійним рухом ротора, двигуни з багатокоординаційно-лінійним рухом ротора).

Схема моделі синхронного двигуна на рисунок 5.1, б при відповідному законі комутації струмів обмоток статора повністю відповідає реальним кроковим двигунів різного виконання. Тому проведений аналіз крокової режиму роботи відображає особливості крокових двигунів. Зокрема, показані на рисунок 5.5 залежності найближче відповідають кроковим двигунів з ; живлені обмоток статора від джерел струму і постійними магнітами на роторі при розглянутому законі імпульсного збудження статора (без дроблення кроку).

## 5.4 Питання для самоконтролю

1. Чим відрізняється кроковий двигун від синхронного двигуна?
2. Як впливає явнополісність на кутову характеристику синхронного двигуна?
3. Як виглядає механічна характеристика синхронного двигуна?
4. Який косинус  $\varphi$  може бути при роботі синхронного двигуна і від чого він залежить?
5. Як запускають синхронний двигун?

## VI ЕНЕРГЕТИКА ЕЛЕКТРОПРИВОДА

### 6.1 Енергозбереження засобами електропривода

Величезна доля електроенергії, споживається електроприводом – до 65 % в розвинених країнах. Здійснення електроприводом практично всіх технологічних процесів, пов'язаних з рухом, роблять особливо актуальною проблему енергозбереження в електроприводі і засобами електропривода. У світовій практиці до теперішнього часу сформувалося декілька основних напрямів, по яких інтенсивно ведуться дослідження, розробки, здійснюються крупні промислові проекти.

1. У нерегульованому електроприводі, реалізованому на основі асинхронних електродвигунів з к.з. ротором, багато уваги приділяється так званим енергоефективним двигунам, в яких за рахунок збільшення маси активних матеріалів, їх якості, а також за рахунок спеціальних прийомів проектування вдається підняти на 1–2 % (могутні двигуни) або на 4–5 % (невеликі двигуни) номінальний ККД при деякому збільшенні ціни двигуна.

Цей підхід, використовуваний і активно рекламований з 70-х років спочатку в США, потім в Європі, може приносити користь, якщо технологічний процес дійсно не вимагає регулювання швидкості, якщо навантаження міняється мало і якщо двигун правильно вибраний. У всіх інших випадках використання дорожчих енергоефективних двигунів може виявитися недоцільним.

2. Правильний вибір двигуна для конкретного технологічного процесу – один з найважливіших шляхів енергозбереження. У європейській практиці прийнято вважати, що середнє завантаження двигунів складає 0,6, тоді як в нашій країні, де до недавнього часу не було прийнято економити ресурси, цей коефіцієнт складає 0,3–0,4, тобто привід працює з ККД значно нижче номінального. Завищена «про всяк випадок» потужність двигуна часто приводить до непомітних на перший погляд, але дуже суттєвим негативним наслідкам в обслуговуванні електроприводом технологічній сфері – наприклад, до зайвого натиску в гідравлічних мережах, пов'язаного із зростанням втрат і зниженням надійності і тому подібне

3. Основний шлях енергозбереження засобами електроприводу – подача кінцевому споживачеві – технологічній машині – необхідній в кожен момент потужності. Це може бути досягнуто за допомогою управління координатами електроприводу, тобто за рахунок переходу від нерегульованого електроприводу до регульованого. Цей процес став останніми роками основним в розвитку електроприводу у зв'язку з появою доступних технічних засобів для його здійснення – перетворювачів частоти і тому подібне.

4. Вибір раціональних в конкретних умовах типів електроприводу і способів управління, що забезпечують мінімізацію втрат в силовому каналі, – важливий елемент в загальній проблемі енергозбереження. Очікується, що перехід від нерегульованого електроприводу до регульованого, може заощадити до 25–30 % електроенергії. У одній з технологій – у водовоздухоснабженні – перехід до регульованого електроприводу, як показав досвід, економить близько 50 % електроенергії, до 25 % води.

## 6.2 Загальні положення

Основне призначення електроприводу – перетворювати електричну енергію в механічну і управляти цим процесом. У зв'язку з цим енергетичні показники і характеристики електроприводу мають першорядне значення, тим паче, що електропривод споживає близько 60–65 % електроенергії, вироблюваної в країні.

Будь-який процес передачі і перетворення енергії супроводиться її втратами, тобто вхідна потужність  $P_{вх}$  завжди більше вихідний  $P_{вих}$  на величину втрат  $\Delta P$ , і дуже важливо, наскільки великі ці втрати.

Енергетичну ефективність процесу в даний момент зазвичай оцінюють за допомогою коефіцієнта корисної дії  $\eta$  (ККД), визначуваної як

$$\eta = \frac{P_{вих}}{P_{вх}} = \frac{P_{вих}}{P_{вих} + \Delta P} = \frac{P_{вх} - \Delta P}{P_{вх}} = 1 - \frac{\Delta P}{P_{вх}}. \quad (6.1)$$

Важливими енергетичними характеристиками виробу – двигуна, перетворювача, редуктора або електроприводу в цілому – служить номінальний  $\eta_n$  ККД

$$\eta_n = \frac{P_n}{P_n + \Delta P_n}, \quad (6.2)$$

де  $P_n$  та  $\Delta P_n$  – номінальна вихідна потужність і номінальні втрати.

Та залежність ККД від відносного навантаження

$$\eta = f(P/P_n); \quad (6.3)$$

для регульованого електроприводу часто зручно використовувати залежності  $\eta = f(\omega)$  при заданому моменті.

У випадках, коли в лінії, що живить електропривод, напруга і струм не збігаються по фазі і мають несинусоїдальну форму, використовується ще одна енергетична характеристика – коефіцієнт потужності, визначуваний як

$$\chi = \frac{P}{UI} = v \cos \varphi_{(1)}, \quad (6.4)$$

де  $P$  – активна потужність;

$v = I/I_{(1)}$  – коефіцієнт спотворень;

$U, I, I_{(1)}$  – значення напруги, струму, першої гармоніки струму, що діють;

$\varphi_{(1)}$  – кут зрушення між першими гармоніками напруги і струму.

При невеликих спотвореннях  $v \approx 1$ , тобто

$$\chi \approx \cos \varphi \quad (6.5)$$

При передачі по лінії з деяким активним опором  $R_L$  активної потужності  $P$  при  $\cos \varphi \neq 1$  втрати  $\Delta P_{\sim}$  виростуть порівняно з втратами при передачі тій же потужності постійним струмом  $\Delta P_{=}$  у відношенні

$$\frac{\Delta P_{\sim}}{\Delta P_{=}} = \frac{1}{\cos^2 \varphi}. \quad (6.6)$$

Оцінки енергетичної ефективності електроприводу вигляду (6.1) справедливі, як наголошувалося, лише, якщо процес незмінний в часі. Якщо ж навантаження помітно міняється в часі, слід користуватися оцінками, визначуваними по енергіях за час  $t$ :

$$W = \int_0^t P(t) dt \quad (6.7)$$

і:

$$\Delta W = \int_0^t \Delta P(t) dt. \quad (6.8)$$

Для циклічних процесів з однонаправленим потоком енергії і часом циклу  $t_{\text{ц}}$  зручним і інформативним показником служить цикловий ККД, визначуваний як:

$$\eta_{\text{ц}} = \frac{W_{\text{ц}}}{W_{\text{ц}} + \Delta W_{\text{ц}}} = \frac{\int_0^{t_{\text{ц}}} P(t) dt}{\int_0^{t_{\text{ц}}} P(t) dt + \int_0^{t_{\text{ц}}} \Delta P(t) dt}, \quad (6.9)$$

де  $W_{\text{ц}}$  і  $\Delta W_{\text{ц}}$  – корисна енергія і втрати енергії за цикл.

### 6.3 Оцінка енергетичної ефективності при неоднаправлених потоках енергії

Викладене вище відносилось до однаправлених потоків енергії, коли потужність не міняє знак. Разом з тим, часто зустрічаються випадки, коли напрям потоку енергії в циклі змінюється: під'їм – спуск, розгін – гальмування і тому подібне. Тут приведена вище формула ККД (6.9) стає недостатньою – неочевидне поняття «Корисній енергії», інтеграція знакозмінних потужностей позбавлена сенсу. Усунути невизначеність можна, умовившись про равноправності всіх режимів в циклі, якщо вони необхідні для здійснення технологічного процесу і, отже, корисні. Так, гальмівний режим в транспортному засобі нічим не гірше за режим розгону. Утримання руки робота в потрібному місці який-небудь час – теж дуже корисна дія.

Якщо прийняти, що різнополярний графік  $P(t)$  корисний, то природно перейти до визначення корисної енергії  $W$  в (5.9) по наступному виразу:

$$W = \int_0^t |P(t)| dt \quad (6.10)$$

Для енергетичного каналу (рис. 6.1), що складається з джерела електроенергії, ланок, що передають і перетворювальних, робочого органу, указується місце оцінки – між  $i$ -м і  $(i+1)$  – м ланками, а також ті ланки – від  $k$ -ого до  $l$ -ого, в яких враховуються втрати. Тоді з обліком (6.9) показник енергетичної ефективності – узагальнений ККД – має вигляд:

$$H_{i,k-l}^{t_1,\tau} = \frac{W_{i,i+1}^{t_1,\tau}}{W_{i,i+1}^{t_1,\tau} + \sum_{j=k}^l \Delta W_j^{t_1,\tau}}, \quad (6.11)$$

де

$$W_{i,i+1}^{t_1,\tau} = \int_{t_1}^{t_1+\tau} |P_{i,i+1}(t)| dt; \quad (6.12)$$

$$\Delta W_j^{t_1,\tau} = \int_{t_1}^{t_1+\tau} \Delta P_j(t) dt. \quad (6.13)$$

Верхній індекс указує часовий інтервал – від  $t_1$  до  $\tau$ , на якому проводиться оцінка.

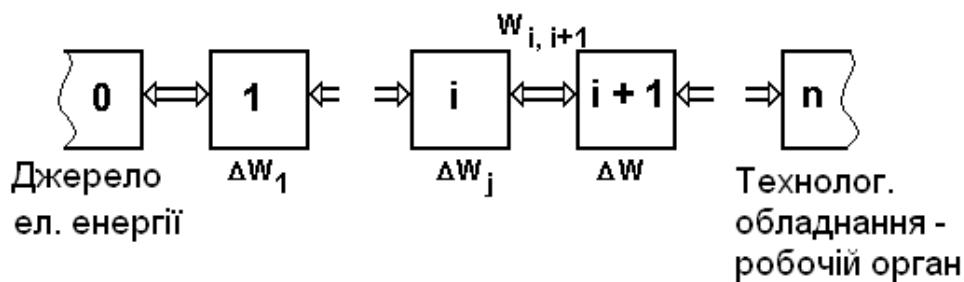


Рисунок 6.1 – Енергетичний канал електропривода

З (6.11) виходять вирази (6.1) і (6.9), проте узагальнений показник може дати значно велику інформацію. Наприклад, якщо вибрати місцем оцінки перетини 0,1 і врахувати втрати у всіх елементах від 1 до  $n$ , то при  $P_{0,1} > 0$  отримаємо оцінку ефективності споживання енергії на інтервалі  $\tau$ . Оцінка працюватиме і при  $W_{n-1,n}=0$ , тобто за відсутності електромеханічного перетворення енергії. При оцінці в перетині  $n-1, n$  відобразить ефективність перетворення енергії, тобто міру втрат, якими супроводиться корисна механічна робота, і тому подібне.

Узагальнений показник зручний для порівняння по енергетичному критерію різних систем, що виконують однакові функції при щодо складних режимах роботи.

## 6.4 Втрати в сталих режимах

Втрати в електричних машинах детально вивчаються у відповідних курсах. Основні складові втрат в машині:

- втрати в обмотках (втрати в міді);
- втрати в магнітопроводі (втрати в сталі);
- втрати в частинах, що труться (втрати механічні).

Для нерегульованого електроприводу першу складову, пропорційну  $I^2$ , відносять до змінних втрат, оскільки  $I \equiv M$ , а останній визначається моментом опору, тобто залежить від технологічного процесу. Дві інші складові відносять умовно до постійних втрат, оскільки втрати в магнітопроводі визначаються практично незмінною амплітудою і частотою магнітної індукції, а механічні втрати – практично незмінною швидкістю. Таким чином, для нерегульованого електроприводу в першому наближенні можна вважати

$$\Delta P = K + I^2 R \quad (6.14)$$

де  $K$  – постійні втрати;

$I$  і  $R$  – струм і опір силовому колу.

Детальніше якісне уявлення про втрати дає рисунок 6.2 – діаграма втрат при передачі енергії від електричного джерела  $P_1 = 3U_\phi I_\phi \cos \varphi$  (або  $P_1 = UI$  для електроприводу постійного струму) до навантаження  $P_2$ , що  $P_2 = M\omega$ . На діаграмі вказана також електромагнітна потужність  $P_{em} = M\omega_0$  – потужність в повітряному зазорі машини.

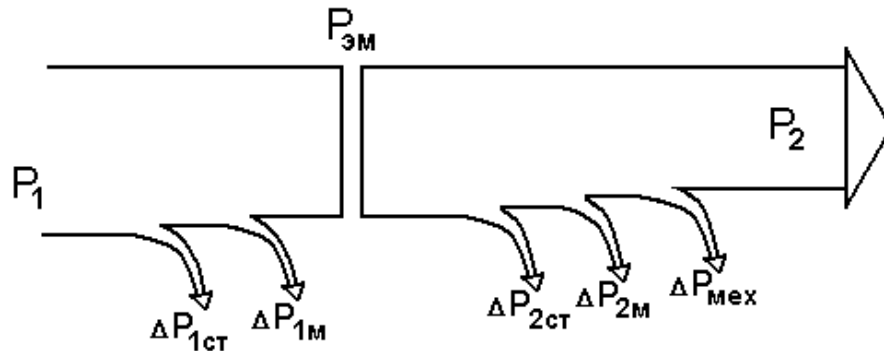


Рисунок 6.2 – Енергетична діаграма електричної машини

У прийнятих нами моделях електроприводу для зручності передбачалося, що момент на валу дорівнює моменту електромагнітному, а момент, пов'язаний з втратами  $\Delta M$ , віднесений до моменту опору  $M_c$ . Це допущення, що істотно спрощує всі етапи аналізу і синтезу електроприводу, не вносить відчутних погрешностей до результатів в переважній більшості випадків, оскільки самі втрати порівняно невеликі. Зрозуміло, в окремих спеціальних випадках, коли або втрати значні, або їх акуратний облік представляє чого-небудь самостійне завдання, потрібно користуватися повнішими і точнішими моделями.

Загальне уявлення про енергетичну ефективність нерегульованого електроприводу дає залежність ККД двигуна з редуктором від відносного навантаження. На рисунку 6.3 для орієнтування приведена така залежність для двигунів середньої потужності (15-150 кВт) з хорошим редуктором (ККД більше 0,95).

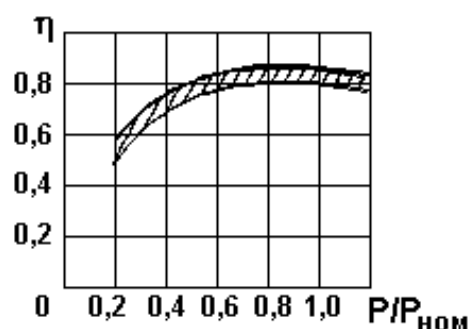


Рисунок 6.3 – Типова залежність ККД від навантаження

Необхідно підкреслити, що робота з недовантаженням призводить до помітного зниження ККД, тому невиправдане завищення потужності двигуна

«про всяк випадок» – шкідливо. Так само шкідливі відповідно до (6.9) невдало організовані цикли, коли холостий хід займає в циклі велике місце.

У регульованому за швидкістю електроприводі енергетична ефективність визначається головним чином вибраним способом регулювання, у зв'язку з чим всі способи можна розділити на дві великі групи залежно від того, змінюється чи ні  $\omega_0$  в процесі регулювання.

До першої групи  $\omega_0 = \text{const}$  відносяться всі види реостатного регулювання, а також регулювання асинхронного двигуна з к.з. ротором зміною напруги при незмінній частоті. Якщо прийняти для простоти, що  $P_{\text{эм}} \approx P_1$  і  $\Delta P_2 \approx \Delta P_{2\text{м}}$ , то для цієї групи отримаємо:

$$\Delta P_2 = M\omega_0 - M\omega = M(\omega_0 - \omega) = P_1 \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} = P_1 s, \quad (6.15)$$

тобто втрати в роторному (якірною) колі при будь-якому навантаженні пропорційні різниці швидкостей  $\Delta\omega$  ( $\omega_0 - \omega$ ) або ковзанню  $s = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0}$ .

При реостатному регулюванні лише частина цих втрат, пропорційна  $\frac{R_{2p}}{R_{2p} + R_{2\text{доб}}}$ , розсівається усередині машини і гріє її.

Інша частина, пропорційна  $\frac{R_{2\text{доб}}}{R_{2p} + R_{2\text{доб}}}$ , розсівається поза машиною, погіршуючи, зрозуміло, енергетичні показники електроприводу. Саме ця частина в каскадних схемах використовується корисно.

Складніше і неприємніше співвідношення (6.15) виявляється в асинхронному електроприводі з к.з. ротором при регулюванні зміною напруги або яким-небудь ще «хитрим» способом, але при постійній частоті. Тут вся потужність  $\Delta P_2 = P_{1s}$  розсівається в двигуні, нагріваючи його і роблячи спосіб практично непридатним для тривалого режиму роботи.

Цікаво, що співвідношення (6.15) не можна «обдурити», хоча такі спроби робилися і ще робляться.

До другої групи  $\omega_0 = \text{var}$  відносяться всі «безреостатні» способи регулювання в електроприводах постійного струму – зміною напруги і магнітного потоку і частотне регулювання в електроприводах змінного струму.

Принципово способи другої групи енергетично переважні, оскільки у (6.15) різницю швидкостей  $\Delta\omega \approx \text{const}$ , проте слід враховувати, що в пристроях, що забезпечують  $\omega_0 = \text{var}$ , теж є втрати і при малих потужностях, невеликих діапазонах регулювання і чималої вартості пристроїв необхідні детальні зіставлення.

## 6.5 Втрати в перехідних режимах

Перехідні процеси при швидких змінах впливаючого чинника можуть супроводитися великими кидками моменту і струму, тобто значними втратами енергії. Поставимо завдання оцінити величину втрат енергії в перехідних процесах і знайти зв'язки між втратами і параметрами електроприводу. Враховуватимемо тільки втрати в активних опорах силових кіл двигуна, оскільки саме ця складова загальних втрат помітно зростає в перехідних процесах.

Втрати енергії у колі ротора або якоря за час перехідного процесу  $t_{nn}$  визначаються з обліком (6.15) як

$$\Delta W_2 = \int_0^{t_{nn}} (M\omega_0 - M\omega) dt = \int_0^{t_{nn}} M\omega_0 s dt. \quad (6.16)$$

Для перехідного процесу вхолосту ( $M_c = 0$ ) матимемо:

$$M = J \frac{d\omega}{dt} = -J\omega_0 \frac{ds}{dt}. \quad (6.17)$$

Підставивши (6.17) в (6.16) і змінивши межі інтеграції, отримаємо:

$$\Delta W_{20} = \int_{s_{нач}}^{s_{кон}} -J\omega_0^2 s ds = J\omega_0^2 \int_{s_{кон}}^{s_{нач}} s ds. \quad (6.18)$$

Після інтеграції отримаємо остаточно

$$\Delta W_{20} = \frac{J\omega_0^2}{2} (s_{нач}^2 - s_{кон}^2). \quad (6.19)$$

Цей результат універсальний, дуже простий і дуже важливий: втрати енергії в якірному або роторному колі за перехідний процес вхолосту ( $M_c = 0$ ) при «миттєвій» появі нової характеристики залежать тільки від запасу кінетичної енергії в роторі при  $\omega_0$  і від початкового і кінцевого ковзань. При пуску і динамічному гальмуванні вони складуть  $J\omega_0^2 / 2$ , при гальмуванні противвімкненням  $3J\omega_0^2 / 2$ , при реверсі  $4J\omega_0^2 / 2 = 2J\omega_0^2$ . Ні форма механічної характеристики, ні час перехідного процесу, ні які-небудь параметри двигуна, окрім  $J$  і  $\omega_0$ , не впливають на втрати в роторі.

Якщо в асинхронному двигуні нехтувати струмом намагнічення і вважати, що  $I_1 = I_2'$ , то:

$$\Delta P_1 = I_1^2 R_1 = \Delta P_2 \frac{R_1}{R_2'}. \quad (6.20)$$

Тоді:

$$\Delta W_{10} = \Delta W_{20} \frac{R_1}{R_2}, \quad (6.21)$$

а загальні втрати енергії в асинхронному двигуні за цих умов складуть:

$$\Delta W_0 = \frac{J\omega_0^2}{2} \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) (s_{нач}^2 - s_{кон}^2). \quad (6.22)$$

Перехідний процес – дуже напружений в енергетичному відношенні режим: втрати енергії в десятки разів вищі, ніж за той же час в сталому режимі.

Для того, щоб оцінити втрати енергії в перехідному процесі під навантаженням  $M_c \neq 0$  (інші умови зберігаються), прийmemo, що  $M_c = const$  і  $M = M_{cp} = const$ , для пуску графіки  $\omega(M)$  и  $\omega(t)$  показані на рис. 5.4. Тоді  $P_1 = M_{cp}\omega_0$ ,  $P_2 = M_{cp}\omega$ ,  $\Delta P = P_1 - P_2$  (рис. 5.4), а втрати енергії визначається відповідно до (5.16) заштрихованим трикутником, тобто

$$\Delta W_n = \frac{M_{cp}\omega_0 t_{nn}}{2}, \quad (6.23)$$

або з урахуванням  $t_{nn} = J\omega_0/(M_{cp} - M_c)$

$$\Delta W_n = \Delta W_0 \frac{M_{cp}}{M_{cp} - M_c}. \quad (6.24)$$

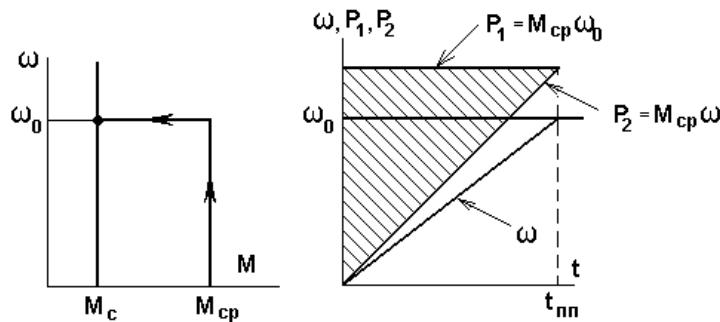


Рисунок 6.4 – Механічні характеристики і втрати енергії при пуску

При гальмуванні навантаження почне знижувати втрати:

$$\Delta W_m = \Delta W_0 \frac{M_{cp}}{M_{cp} + M_c}. \quad (6.25)$$

З викладеного виходять можливі способи зниження втрат енергії в перехідних процесах:

- зменшення моменту інерції за рахунок вибору відповідного двигуна і редуктора або за рахунок заміни одного двигуна двома половинній потужності;
- заміни гальмування противвімкнення динамічним гальмуванням або використання механічного гальма;
- перехід від стрибкоподібної зміни  $\omega_0$  до ступінчастого; при подвоєнні числа ступенів удвічі скорочуватиметься площа трикутників, що виражають втрати енергії;
- плавна зміна  $\omega_0$  в перехідному процесі.

Практично цей спосіб реалізовується в системах «керований перетворювач – двигун».

При плавній зміні  $\omega_0$  в перехідному процесі, повинні зменшуватися втрати енергії. Це ілюструється на рис. 6.5, де порівнюються два випадки – прямий пуск вхолосту (а) і частотний пуск вхолосту за час  $t_1 \gg T_m$ , тобто при прискоренні  $\varepsilon = \frac{\omega_{01}}{t_1}$  (б) – заштриховані площі.

При прямому пуску, як вже наголошувалося, втрати енергії в якірному або роторному колі визначається площею заштрихованого трикутника на рисунок 6.5, а і складуть

$$\Delta W_{2np} = \frac{J\omega_{01}^2}{2}. \quad (6.26)$$

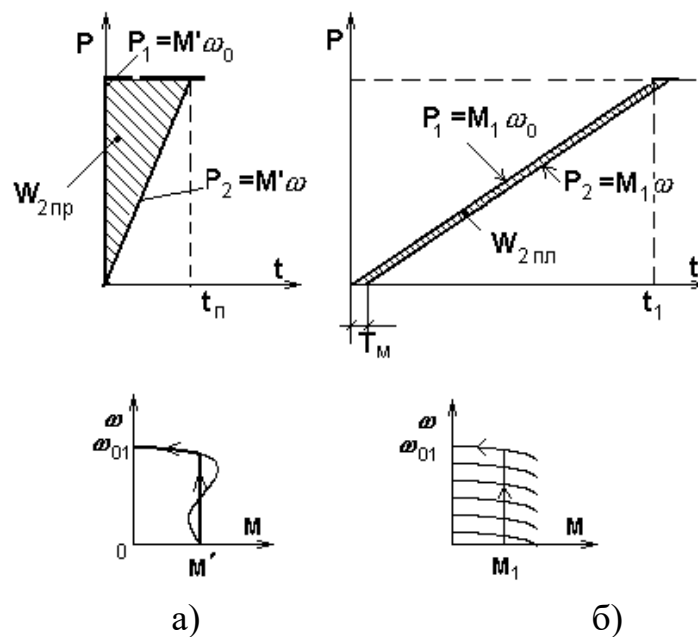


Рисунок 6.5 – Втрати при прямому (а) і плавному (б) пуску

При плавному пуску втрати визначаються площею заштрихованою на рисунок 6.5, б трапеції:

$$\Delta W_{2nl} = M_1 \omega_{01} T_m = J \varepsilon \omega_{01} T_m = \frac{J \omega_{01}^2}{2} \cdot 2 \frac{T_m}{t_1} = \Delta W_{2np} \cdot 2 \frac{T_m}{t_1}. \quad (6.27)$$

Відзначимо, що вираз (6.27), отриманий при апроксимації реальної кривої швидкості прямою лінією справедливо лише при  $t_l \gg T_m$ ; за інших умов слід використовувати точніші моделі.

З викладеного виходить, що зменшуючи  $\varepsilon$ , тобто збільшуючи час перехідного процесу і знижуючи момент, можна управляти втратами енергії, знижуючи їх до будь-якої необхідної величини.

## 6.6 Перевірка двигунів по нагріву

У тепловому відношенні електрична машина – складний об’єкт: вона неоднорідна за матеріалом, має розосереджені внутрішні джерела тепла. Інтенсивність яких залежить від режиму роботи двигуна, а тепловіддача залежить від швидкості. Саме ця складність спонукає користуватися на практиці для відносно грубих оцінок гранично простий моделлю, побудованою в припущенні, що машина – однорідне тіло з постійною теплоємністю  $C$ , Дж/°С.

Теплоємність машини  $C$  – [Дж/°С].

Допустиме перевищення температури –  $\tau$ .

Час роботи –  $t_p$ .

Теплова постійна часу –  $T_m$ .

Час паузи –  $t_0$ .

Нагрівається машина неоднаково спочатку нагріваються лише активні частини, головним чином мідь обмоток, і тепло не встигає розповсюдитися по всьому тілу машини.

Для зменшення нагріву застосовуються машини, що самовентилуються. У яких тепловіддача залежить від швидкості – зменшуючись з її зменшенням.

Розрізняють три режими роботи електродвигунів:

1. Тривалий  $S1$  характеризується умовою

$$t_p > 3T_{m.n}, \quad (6.28)$$

тобто за час роботи  $t_p$  температура перегріву досягає сталого значення (рис. 5.6, а), тривалість паузи ролі не грає.

2. Короткочасний режим  $S2$ , при якому

$$t_p \ll 3T_{m.n},$$

$$t_o > 3T_{m.o}, \quad (6.29)$$

тобто за час роботи перегрів не встигає досягти сталої величини, а за час паузи  $t_o$  двигун охолоджується до температури навколишнього середовища (рис. 6.6, б).

3. Повторно-короткочасний режим S3 відповідає умовам

$$t_p \ll 3T_{m.n},$$

$$t_o \ll 3T_{m.o}, \quad (6.30)$$

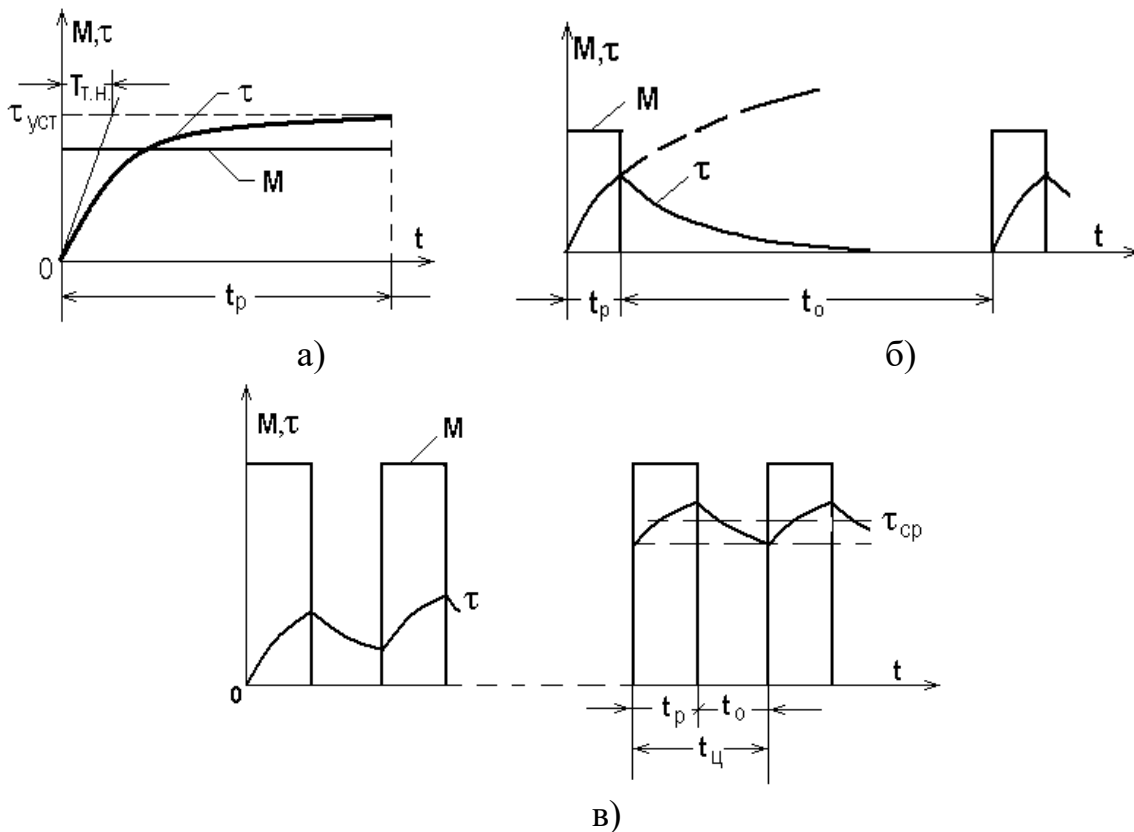


Рисунок 6.6 – Діаграми тривалого S1 (а), короткочасного S2 (б) і повторно-короткочасного S3 (в) режимів

Тобто за час роботи перегрів не досягає  $\tau_{уст}$ , а за час паузи не стає рівним нулю. При достатньо довгому повторенні циклів процес встановлюється, тобто температура перегріву на початку і кінці циклу однакова і її коливання відбуваються біля середнього рівня  $\tau_{ср}$ .

Повторно-короткочасний режим характеризується відносною тривалістю включення  $\varepsilon$  або ПВ.

$$\varepsilon = \frac{t_p}{t_p + t_o}, \quad (6.31)$$

$$PB = \varepsilon \cdot 100\%. \quad (6.32)$$

При повторно-короткочасному режимі обмежується як  $\varepsilon$  ( $\varepsilon \leq 0,6$ ) так і час циклу ( $t_u \leq 10$  мін).

### 6.6.1 Перевірка двигунів по нагріву в тривалому режимі

Якщо відома діаграма навантаження двигуна і його теплові параметри, то можна побудувати графік  $\tau(t)$  і, оцінивши дійсний перегрів, порівняти його з допустимим. Цей шлях дуже громіздкий, у зв'язку з чим на практиці користуються спрощеними прийомами, заснованими на непрямій оцінці перегріву. У основі цих прийомів лежить метод середніх втрат.

Хай діаграма навантаження двигуна має циклічний характер, а момент в кожному циклі не залишається незмінним, тобто двигун працює із змінним навантаженням.

Розглянемо «далекий» цикл, в якому теплові процеси в двигуні встановилися, тобто температури перегріву на початку і в кінці циклу рівні, а протягом циклу  $\tau$  змінюється біля середнього рівня  $\tau_{cp}$ . Рівність температур перегріву на початку і кінці циклу свідчить про те, що кількість тепла, запасена в двигуні на початок циклу, не відрізняється від кількості тепла, запасеного в двигуні в кінці циклу, тобто тепло в двигуні не запасається. Це означає, що все виділилося за цикл тепло відводиться в навколишнє середовище.

$$\int_0^{t_u} \Delta P(t) dt = A \tau_{cp} t_u. \quad (6.33)$$

Рівняння (6.33), виражає закон збереження енергії у інтегральній формі, можливо записати у наступному вигляді:

$$\frac{\int_0^{t_u} \Delta P(t) dt}{t_u} = A \tau_{cp} \quad (6.34)$$

або, очевидно,

$$\Delta P_{cp} = A \tau_{cp}, \quad (6.35)$$

Тобто середня за цикл потужність втрат пропорційна середньої температури перегріву.

Для нормального режиму маємо:

$$\Delta P_n = A \tau_n, \quad (6.36)$$

де  $\Delta P_n$  – номінальна потужність втрат;

$$\Delta P_n = \frac{P_n(1-\eta_n)}{\eta_n}; \quad (6.37)$$

$P_n$  – номінальна потужність двигуна;

$\eta_n$  – номінальний ККД двигуна;

$\tau_n = \tau_{don}$  – номінальна (допустима) температура перегріву двигуна.

Порівнюючи (6.35) та (6.36) встановлюємо – якщо середня за цикл потужність втрат не перевищує номінальну потужність тобто

$$\Delta P_{cp} \leq \Delta P_n$$

то середня температура перегріву не перевищує допустиму рисунок 6.7.

$$\tau_{cp} \leq \tau_n = \tau_{don}$$

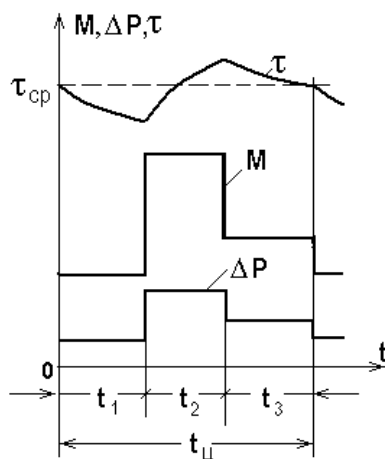


Рисунок 6.7 – Нагрузочна діаграма та крива  $\tau(t)$  для далекого циклу

#### 6.6.2 Перевірка двигунів по нагріву в повторно-короткочасному режимі

У повторно-короткочасному режимі (рис. 6.6, в), як наголошувалося, обмежена тривалістю циклу ( $t_{\text{ц}} \leq 10 \text{ мін}$ ) відносна тривалість включення ( $\varepsilon \leq 0,6$ ).

Працювати в цьому режимі можуть як стандартні двигуни, призначені для тривалого режиму, так і двигуни, спеціально спроектовані для повторно-короткочасного режиму; у останньому випадку в каталозі вказані номінальні струми для кожної стандартної величини  $\varepsilon$ :  $I_{н0,15}$ ,  $I_{н0,25}$ .

Якщо діаграма навантаження  $M(t)$  має декілька ділянок або за рахунок обліку динамічних моментів при пуску і гальмуванні (рис. 6.8 а), або за рахунок

зміни  $M_c$ , зручно привести її, користуючись одним з викладених вище за прийоми, до еквівалентного вигляду (рис. 6.8 б).

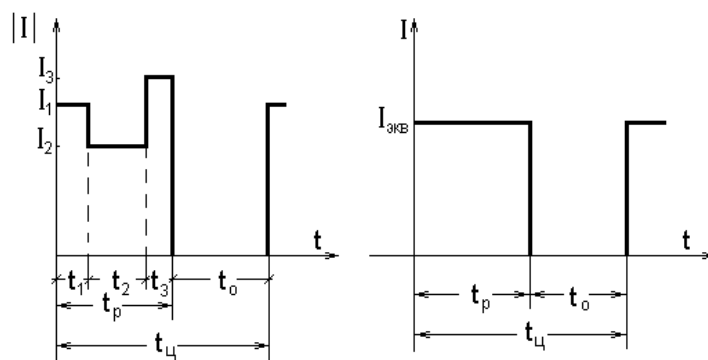


Рисунок 6.8 – Діаграма навантаження в повторно-короткочасному режимі (а) і її еквівалентне уявлення (б)

Так для рисунок 6.8, а отримуємо

$$I_{\text{экв}} = \sqrt{\frac{I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + I_3^2 t_3}{t_1 + t_2 + t_3}} \quad (6.38)$$

Наступним кроком буде приведення отриманої навантажувальної діаграми до стандартного  $\varepsilon$ .

Якщо використовується двигун, пристосований до повторно-короткочасного режиму, вибирається найближче стандартне значення  $\varepsilon_{\text{ст}}$  і використовується співвідношення:

$$I_{\text{экв}}^2 R \frac{t_p}{t_{\text{ц}}} = I_{\text{н}\varepsilon_{\text{ст}}}^2 R \cdot \varepsilon_{\text{ст}}, \quad (6.39)$$

Звідки маємо:

$$I_{\text{н}\varepsilon_{\text{ст}}} = I_{\text{экв}} \sqrt{\frac{\varepsilon}{\varepsilon_{\text{ст}}}}. \quad (6.40)$$

При використанні двигуна для тривалого режиму отримаємо:

$$I_{\text{н}} = I_{\text{экв}} \sqrt{\varepsilon}. \quad (6.41)$$

У наведених грубих оцінках не враховується погіршення тепловіддачі під час паузи, тобто приймається:

$$\beta = \frac{A_{\omega=0}}{A_{\omega\text{н}}} = 1 \quad (6.42)$$

Оскільки  $I_H < I_{\text{экв}}$  і  $M_H < M_{\text{экв}}$  за рахунок того, що частина циклу двигун не працює, слід уважно віднестися до перевірки двигуна по перевантаженню і по пусковому режиму.

Важливим окремим випадком повторно-короткочасного режиму є режим коротких циклів або частих пучків, використовуваний, наприклад, у верстатних лініях, в допоміжних механізмах, обслуговуючих різні технологічні процеси і тому подібне рисунок 6.8.

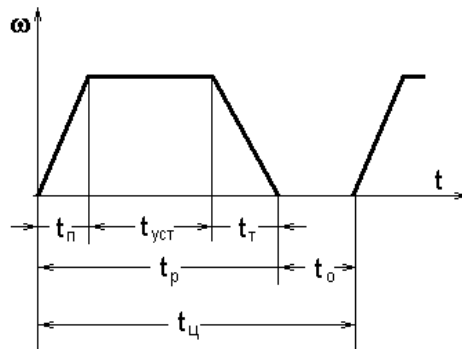


Рисунок 6.8 – Тахограма в режимі коротких циклів

Значна частка в коротких циклах енергетично напружених динамічних режимів призводить до великих погрішностей при використанні викладених вище спрощених процедур перевірки двигунів. У цих і подібних випадках зручно користуватися прийомом, заснованому на складанні прямого теплового балансу для далекого циклу. Приклад такого теплового балансу приведений в таблиці. 6.1 для асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором стосовно тахограми на рисунку 6.8.

Таблиця 6.1 – Тепловий баланс

Ділянка циклу	Енергія, що виділяється в двигуні	Енергія, що розсіюється в навколишнє середовище
Пуск, $t_n$	$\Delta W_n$	$\frac{1+\beta}{2} \Delta P_n t_n$
Робота в сталому режимі, $t_{уст}$	$\Delta P t_{уст}$	$\Delta P_n t_{уст}$
Гальмування, $t_m$	$\Delta W_m$	$\frac{1+\beta}{2} \Delta P_n t_m$
Пауза, $t_0$	0	$\beta \Delta P_n t_0$

У таблиці  $\Delta W_n$  і  $\Delta W_m$  – втрати енергії при пуску і гальмуванні;  
 $\Delta P$  і  $(P_n$  – втрати потужності в робочому і номінальному режимі;  
 $\beta$  – коефіцієнт погіршення тепловіддачі.

Якщо тепловий режим двигуна встановився, тобто перегрівши  $\tau$  на початку і кінці циклу однаковий, можна вважати, що енергія та, що виділилася дорівнює енергії, відданий в навколишнє середовище.

$$\Delta W_{\Pi} + \Delta P t_{\text{уст}} + \Delta W_{\tau} = \frac{1 + \beta}{2} \Delta P_{\text{н}} (t_{\Pi} + t_{\tau}) + \Delta P_{\text{н}} (t_{\text{уст}} + \beta t_{\text{o}}). \quad (6.43)$$

Отримане рівняння може використовуватись для оцінки допустимих параметрів режиму роботи двигуна.

## 6.7 Питання для самоконтролю

1. Які показники характеризують енергетику ЕП?
2. На що витрачається енергія, яку споживає двигун із мережі?
3. Що таке цикл ККД електропривода?
4. Якими факторами зумовлені втрати у перетворювачах, які використовуються для живлення двигунів?
5. Що таке коефіцієнт спотворення?
6. Як розглядаються втрати в електричному двигуні?
7. Дайте характеристику змінним втратам потужності в двигуні?
8. Як знайти втрати потужності при номінальному режимі роботи двигуна?
9. Як змінюється ККД двигуна залежно від навантаження?
10. Який характер має залежність  $\cos\phi$  від відносного навантаження?
11. За яких умов, виходячи із задач енергетики, раціонально регулювати швидкість введенням резисторів у роторне (якірне) коло?
12. Як пов'язані між собою втрати потужності та енергії?
13. Чому розрахунок втрат потужності та енергії у якорі ДПС та роторі АД може бути виконано по одній формулі?
14. Які переваги має метод середніх втрат?
15. Якими параметрами визначається допустима кількість вмикань за годину асинхронних двигунів?
16. Як спрощено враховується навантаження ЕП при розрахунку втрат енергії у перехідних процесах?
17. Які існують заходи зниження втрат енергії у перехідних процесах ЕП?
18. Яким чином можливо підвищити ККД?

## Список джерел

1. Зеленов А. Б. Теория электропривода. Часть I : учеб. пособие / А. Б. Зеленов. – Алчевск : ДонГТУ, 2005. – 394 с.
2. Зеленов А. Б. Теория электропривода. Часть II : учеб. пособие / А. Б. Зеленов. – Алчевск : ДонГТУ, 2005. – 513 с.
3. Теорія електропривода : підручник / [М. Г. Попович, М. Г. Борисюк, В. А. Гаврилюк та ін.]; за ред. М. Г. Поповича. – Київ : Вища шк., 1993. – 494 с.
4. Чиликин М. Г. Общий курс электропривода / М. Г. Чиликин, А. Сандлер. – М. : Энергоиздат. – 1981. – 576 с.
5. Москаленко В. В. Автоматизированный электропривод / В. В. Москаленко. – М. : Энергоатомиздат. – 1986. – 416 с.
6. Піцан Р. Збірник задач до курсу «Електропривід»: навч. посібник / Р. Піцан, В. Бардачевський, Б. Бойчук. – Львів : Видавництво Державного університету «Львівська політехніка», 1999. – 426 с.
7. Елисеева В. А. Справочник по автоматизированному электроприводу / В. А. Елисеев, А. В. Шинянский ; под редакцией В. А. Елисеева, А. В. Шинянского. – М. : Энергоатомиздат, 1983. – 616 с.
8. Асинхронные двигатели серии 4А : Справочник / А. З. Кравчик, М. М. Шлаф, В. И. Афонин, Е. А. Соболенская. – М. : Энергоиздат, 1982. – 504 с.
9. Копылова И. П. Справочник по электрическим машинам. В 2 т./ И. П. Копылов и Б. К. Клоков ; под общ. ред. И. П. Копылова и Б. К. Клокова. – М. : Энергоатомиздат, 1988. – 456 с.
10. Крупович В. И. Справочник по проектированию автоматизированного электропривода и систем управления технологическими процессами / В. И. Крупович, Ю. Г. Барыбин, М. П. Самовер ; под ред. В. И. Круповича, Ю. Г. Барыбина, М. П. Самовера. – 3-е изд. перераб. и доп. – М. : Энергоиздат, 1982. – 416 с.

*Навчальне видання*

**ДОНЕЦЬ** Олександр Вадимович,  
**КОЛОТІЛО** Віталій Іванович

## **ТЕОРІЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДА**

### **КОНСПЕКТ ЛЕКЦІЙ**

*(для студентів усіх форм навчання за спеціальністю  
141 – Електроенергетика, електротехніка, електромеханіка)*

Відповідальний за випуск *Ю. П. Бархаєв*

*За авторською редакцією*

Комп'ютерне верстання *О. Г. Ткаченко*

План 2019, поз. 76Л

---

Підп. до друку 02.09.2019. Формат 60 x 84/16

Друк на ризографі. Ум. друк. арк. 8,6

Тираж 50 пр. Зам. №

Видавець і виготовлювач:

Харківський національний університет  
міського господарства імені О. М. Бекетова,  
вул. Маршала Бажанова, 17, Харків, 61002.

Електронна адреса: rectorat@kname.edu.ua

Свідоцтво суб'єкта видавничої справи:

ДК № 5328 від 11.04.2017.