

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
«ДНІПРОВСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»



В.Е. Воскобойник, В.А. Бородай, Р.О. Боровик, О.Ю. Нестерова

ОСНОВИ ЕЛЕКТРОПРИВОДА ВИРОБНИЧИХ МАШИН ТА КОМПЛЕКСІВ

Навчальний посібник

Дніпро
2021

УДК 621.31: 621(075.8)
ББК 31.291:я73
В76

Рекомендовано до друку редакційною радою Національного технічного університету «Дніпровська політехніка» (протокол № 3 від 11. лютого .2021 р.).

Рецензенти:

Д.В. Ципленков, канд. техн. наук, зав. кафедри електротехніки НТУ «Дніпровська політехніка», доцент;

В.І. Самуся, докт. техн. наук, зав. кафедри гірничої механіки НТУ «Дніпровська політехніка», професор.

Воскобойник, В.Е.

В76 Основи електропривода виробничих машин та комплексів [текст]: навч. посіб. / В.Е. Воскобойник, В.А. Бородай, Р.О. Боровик, О.Ю. Нестерова – Д.: Національний ТУ «Дніпровська політехніка», 2021. – 254 с.

Видання охоплює питання обґрунтування принципів управління електроприводами постійного та змінного струму, які широко розповсюджені у промисловості. Показані способи впливу на їх координати і побудову на цій основі систем керування. Розглянуті методи математичного дослідження енергетики та перехідних процесів електроприводів. Запропоновано читачу ознайомитись з особливостями конкретного застосування викладених основ теорії для побудови електроприводів гірничо-металургійних установок.

Розраховано на здобувачів вищої освіти, які навчаються за спеціальностями 184 «Гірництво», 133 «Галузеве машинобудування» та спорідненими спеціальностями електротехнічного та електромеханічного профілів. Може стати у нагоді спеціалістам, які працюють у сфері проектування та експлуатації електроприводів.

УДК 621.31:621 (075.8)
ББК 31.291:я73

© В.Е. Воскобойник, В.А. Бородай, Р.О. Боровик, О.Ю. Нестерова 2021
© Національний ТУ «Дніпровська політехніка», 2021

ЗМІСТ

ВСТУП.....	5
I. ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ.....	6
1.1. Електропривод: поняття та визначення.....	6
1.2. Функції елементів електроприводу і завдання курсу.....	7
ПЕРЕЛІК ПИТАНЬ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЮ.....	9
II. ОСНОВИ МЕХАНІКИ ЕЛЕКТРОПРИВОДА	10
2.1. Рівняння руху.....	10
2.2. Приведення моментів опору та моментів інерції.....	11
2.3. Механічні характеристики.....	12
2.4. Регулювання координат електропривода.....	15
ПЕРЕЛІК ПИТАНЬ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЮ.....	19
III. ЕЛЕКТРОПРИВОДИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ.....	20
3.1. Основні рівняння.....	20
3.2. Характеристики та режими при незалежному збудженні.....	21
3.3. Характеристики та режими при живленні якірного кола від джерела струму.....	24
3.4. Характеристики та режими при послідовному збудженні.....	26
3.5. Припустимі значення координат. Номінальний режим....	30
3.6. Регулювання координат у розімкнутих структурах.....	34
3.7. Регулювання координат у замкнених структурах.....	44
3.8. Технічна реалізація. Застосування.....	48
ПЕРЕЛІК ПИТАНЬ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЮ.....	53
IV. ЕЛЕКТРОПРИВОДИ ЗМІННОГО СТРУМУ.....	54
4.1. Прості моделі асинхронного електропривода.....	54
4.2. Механічні характеристики. Енергетичні режими.....	57
4.3. Номінальні дані.....	63
4.4. Регулювання координат двигунів з короткозамкненим ротором.....	64
4.5. Регулювання координат двигунів з фазним ротором	68
4.6. Синхронний двигун. Інші види електроприводів.....	72
4.7. Технічна реалізація. Застосування.....	76
4.8. Реалізація цифрових систем імпульсно-фазового керування	86
ПЕРЕЛІК ПИТАНЬ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЮ.....	97
V. ЕЛЕМЕНТИ ПРОЕКТУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ	99
5.1. Загальні відомості.....	99
5.2. Навантажувальні діаграми механізму та двигуна.....	101
5.3. Теплова модель двигуна. Стандартні режими.....	106

5.4. Перевірка двигуна за нагрівом у тривалому режимі.....	109
5.5. Перевірка двигуна за нагрівом у повторно-короткочасному режимі.....	114
5.6. Перехідні процеси в системах.....	117
ПЕРЕЛІК ПИТАНЬ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЮ.....	122
VI. ЕНЕРГЕТИКА ЕЛЕКТРОПРИВОДА.....	123
6.1. Загальні відомості	123
6.2. Оцінка енергетичної ефективності при різнонаправлених потоках енергії.....	124
6.3. Втрати в сталих режимах	126
6.4. Втрати в перехідних режимах	128
6.5. Енергозбереження засобами електропривода	132
ПЕРЕЛІК ПИТАНЬ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЮ.....	133
VII. ЕЛЕКТРОПРИВОД ГІРНИЧО-МЕТАЛУРГІЙНИХ ВИРОБНИЦТВ.....	134
7.1. Умови експлуатації установок шахт і рудників.....	134
7.2. Основні види електрообладнання та їх використання.....	134
7.3. Елементи автоматики	136
7.4. Шахтні підйомні машини.....	163
7.5. Вентиляційні і компресорні установки.....	180
7.6. Насосні установки.....	193
7.7. Конвеєрний транспорт.....	200
7.8. Механізми рудопідготовки.....	209
ПЕРЕЛІК ПИТАНЬ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЮ.....	222
ДОДАТОК А. Визначення статичних та динамічних опорів механізмів гірничо-металургійних комплексів.....	225
СПИСОК РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ.....	252

Авторський внесок розподіляється наступним чином:

Розділ 1-3, Додаток А – асистент Р.О. Боровик

Розділ 4, 5, 6 – професор Воскобойник В.Е.

Розділ 4, 6,7 – доценти: Бородай В.А., Нестерова О.Ю.

ВСТУП

Відомо, що механізація технологічних процесів промислових підприємств стає досить актуальною задачею. Перш за все це обумовлено постійною необхідністю підвищення продуктивності праці. Одним з перспективних напрямків її зростання є застосування рушіїв механізмів, побудованих на основі електричного привода. Використання як енергоносія електричної енергії робить очевидним переваги електропривода в порівнянні із пневмо- і гідроприводом. Крім цього, можливість застосування в такому типі привода гнучких систем керування, з одночасним ресурсозбереженням, робить незаперечним широке їх втілення у промисловість.

У запропонованому виданні розглянуті питання основ фундаментальної теорії електроприводів постійного та змінного струму. Показано методи регулювання їх основних координат і наведені спрощені приклади реалізації розімкнутих та замкнених систем їхнього керування. Приділено особливу увагу застосуванню сучасної силової електроніки, на базі якої будуються перетворювачі напруги і частоти для живлення електроприводів.

Споживні властивості готової продукції безумовно залежать від правильної роботи електропривода виробничих агрегатів. Значною мірою це обумовлено якістю перехідних режимів роботи електропривода. Тому в роботі може бути виправданий розгляд відомих режимів і математичних моделей для дослідження перехідних процесів електромеханічних систем.

Основне призначення електропривода – перетворення електричної енергії в механічну та здійснення керування цим процесом. Тому енергетичні показники та характеристики електропривода мають першорядне значення, тим більше, що електропривод споживає близько 65% електроенергії, що виробляється.

Авторами проілюстровано ряд існуючих та декілька нових способів ефективної експлуатації керованих і некерованих приводів. До них слід віднести: підвищення ККД електродвигуна завдяки збільшеному вмісту активних матеріалів у його конструкції; уточнення величини встановленої потужності у залежності від умов роботи кожного конкретного механізму; впровадження регульованого електропривода; вибір раціональних типів електропривода та способів керування задля мінімізації втрат у їх силовому каналі.

Цінність даного видання визначається сучасним поглядом на теорію і практику промислового електропривода, що може дати фахівцю-електромеханіку, який розвивається як професіонал, повноцінну картину дійсного стану та тенденцій розвитку майбутнього електропривода. Автори сподіваються, що запропонована методика викладення матеріалу є достатньою і вдалою для засвоєння дисципліни «Основи електропривода виробничих машин і комплексів», а читач гідно оцінить її.

I. ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ

1.1. Електропривод: поняття та визначення

Електропривод – це керована електромеханічна система, яка виконує перетворення електричної енергії в механічну і навпаки.

Електропривод має два канали – *силовий* та *інформаційний* (рис. 1.1). Силовий канал містить перетворювач електричної енергії (*ПЕ*), електродвигун (*М*) та перетворювач механічної енергії (*ПМ*). Через цей канал передається енергія від джерела до споживача (широкі стрілки рис. 1.1), а через інформаційний – здійснюється керування рівнем потоку енергії, а також збір і обробка даних про стан і функціонування системи (тонкі стрілки рис. 1.1).

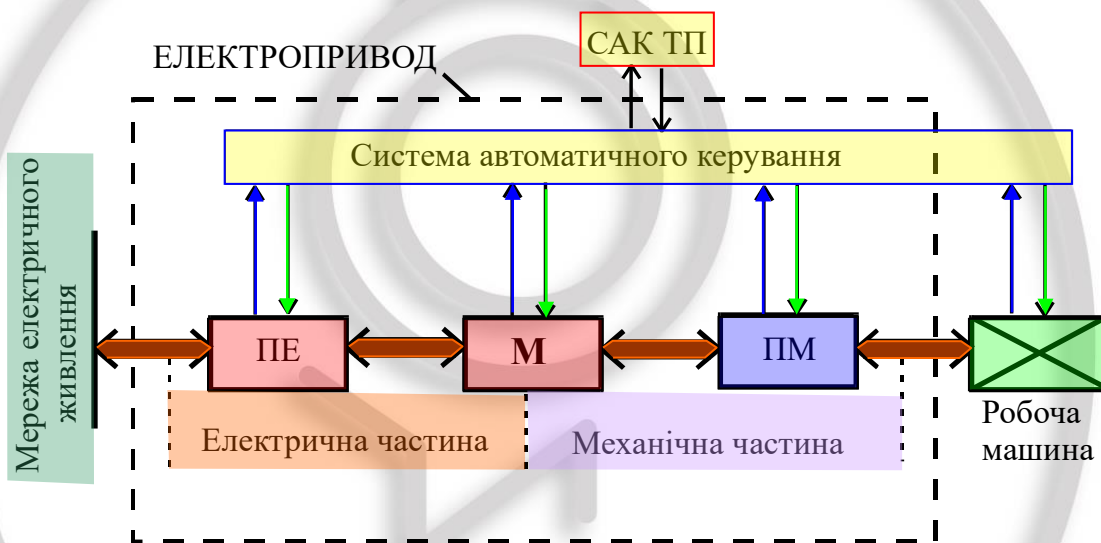


Рис. 1.1. Загальна структура електропривода

Силовий канал, у свою чергу, складається із двох частин – *електричної* і *механічної*, які зв'язані електромеханічним перетворювачем (*М*).

До *електричної частини* силового каналу входять пристрої (*ПЕ*), що передають електричну енергію від джерела живлення (шин промислової електричної мережі, автономного електричного генератора, акумуляторної батареї тощо) до електромеханічного перетворювача або у зворотньому напрямку у випадку рекуперації.

Механічна частина складається з робочого органу електромеханічного перетворювача і перетворювача механічних величин *ПМ*.

Електропривод взаємодіє із системою електропостачання або джерелом електричної енергії, з одного боку, і з технологічною установкою або робочою машиною, з іншого боку. Через інформаційний перетворювач у вигляді системи автоматичного керування електропривод взаємодіє з інформаційною системою автоматичного керування технологічним процесом (*САК ТП*) верхнього рівня і з

людиною—оператором (рис. 1.1).

Можна вважати, що електропривод як підсистема входить у зазначені системи як їх складова частина. Фахівця з електропостачання електропривод цікавить як споживач електроенергії, технолога або конструктора машин – як джерело механічної енергії, інженера, який розробляє або експлуатує АСУ, – як розвинений інтерфейс, що зв'язує його систему з технологічним процесом або системою електропостачання.

Практично всі технологічні процеси, що пов'язані з механічним рухом, здійснюються електроприводом. Виняток становлять лише автономні транспортні засоби (автомобілі, літаки, деякі види рухомого складу, судна), що використовують неелектричні двигуни. У відносно невеликій кількості промислових установок використовується гідропривод, ще менше – пневмопривод.

Значне поширення електропривода обумовлене особливостями електричної енергії – можливістю транспортувати її на будь-які відстані, постійною готовністю до використання, легкістю перетворення в будь-які інші види енергії.

Сьогодні в системах вимірювальних приладів використовуються електроприводи, потужність яких становить одиниці мікроват, а потужність електропривода компресора для перекачування газу досягає десятків мегават. Тобто діапазон потужності сучасних електроприводів перевищує 10^{12} . Такого ж рівня є і діапазон частоти обертання: так, в установці, де витягуються кристали напівпровідників, вал двигуна повинен робити 1 оберт за кілька десятків годин при дуже жорстких вимогах до рівномірності руху, а частота обертання шліфувального кола в сучасному обробному верстаті може сягати 150000 обертів на хвилину.

Область застосувань сучасного електропривода дуже широка: від штучного серця до крокуючого екскаватора, від вентилятора до антени радіотелескопа, від пральної машини до гнучкої виробничої системи. Безупинно зростаючі вимоги з боку технологічних установок визначають розвиток електропривода, удосконалення його елементної бази та методології. У свою чергу розвиток електропривода позитивно впливає на технологічну сферу, забезпечує нові, недоступні раніше можливості.

З енергетичної точки зору електропривод – *головний споживач електричної енергії*: сьогодні в розвинених країнах він споживає більше 60% всієї виробленої електроенергії. В умовах дефіциту енергетичних ресурсів це робить особливо гострою проблему енергозбереження в електроприводі та його засобами.

Фахівці вважають, що сьогодні заощадити одиницю енергетичних ресурсів, наприклад, 1 тону умовного палива, удвічі дешевше, ніж її видобути. Очевидно, що в перспективі це співвідношення буде змінюватися: видобувати паливо стає усе важче, а його запаси дедалі зменшуються.

1.2. Функції елементів електропривода і завдання курсу

Проаналізуємо докладніше силовий (енергетичний) канал електропривода. Будемо вважати, що потужність P передається від мережі (P_1) до робочого органу (P_2), а процес керування, передачі та перетворення потужності супроводжується втратами ΔP у кожному елементі силового каналу.

Функція *перетворювача електричної енергії ПЕ* полягає в перетворенні енергії джерела живлення, що характеризується напругою U_C і струмом I_C мережі, в електричну енергію, необхідну двигуну, який характеризується іншими величинами U, I . Перетворювачі *ПЕ* бувають некерованими (трансформатор, випрямляч, параметричне джерело струму) або керованими (мотор-генератор, керований випрямляч, перетворювач частоти). Вони можуть мати однобічну (випрямляч) або двобічну провідність (мотор-генератор, керований випрямляч із двома комплектами вентилів). У випадку однобічної провідності перетворювача, при зворотному (від навантаження) потоці енергії використовують додатковий резистор R з метою розсіювання гальмівної енергії.

Електромеханічний перетворювач М (двигун або генератор), який завжди присутній в електроприводі, реалізує функцію перетворення електричної енергії (U, I) у механічну (M, ω) і навпаки.

Перетворювач механічної енергії ПМ змінює параметри механічного руху. Може реалізовуватися як редуктор, пара гвинт-гайка, система блоків, кривошипно-шатунний механізм тощо, які узгоджують момент M і швидкість ω двигуна з моментом M_M (зусиллям F_M) і швидкістю ω_M робочого органу технологічної машини.

Величини, що характеризують перетворену енергію (напруга, струм, момент або сила, швидкість) називають *координатами електропривода*.

Основна функція електропривода полягає в *керуванні* координатами, тобто в їх примусовій спрямованій зміні відповідно до вимог технологічного процесу.

Керування координатами має здійснюватися в межах, дозволених конструкцією елементів електропривода, тим самим забезпечивши надійність роботи системи. Ці припустимі обмеження пов'язані з *номінальними значеннями координат*, що визначені виробником обладнання та забезпечують найкраще його використання.

У правильно організованій системі при керуванні координатами (потокм енергії) повинні мінімізуватися *втрати* ΔP в усіх елементах, і до робочого органу має підводитись необхідна у даний момент потужність.

Властивості і характеристики різноманітних електроприводів розглядаються так, щоб відповісти на наступні питання:

- * Як правильно керувати координатами в сталих (статичних) і перехідних (динамічних) режимах?
- * Як оцінювати енергетичні властивості об'єкта?
- * Як правильно проектувати електропривод?

Вважається, що сучасні технічні засоби зможуть забезпечити будь-які потрібні методи керування. Головна увага приділяється тому, що повинна робити система керування електропривода, а не тому, як це може бути практично здійснено.

Варто враховувати, що об'єкт вивчення доволі складний. Він включає досить різноманітні елементи – електричні, електронні, електромеханічні, механічні, які повинні управляти непростими процесами.

Очевидно, що ефект при вивченні предмета – розуміння основних явищ та вміння вирішувати прості, але важливі для практики завдання – може бути отриманий лише при виконанні низки умов:

1. Треба навчитися працювати з *моделями* реальних об'єктів, тобто побудованих зі штучних простих об'єктів, що відтворюють ті властивості реального об'єкта, які досліджуються.

2. Ці моделі не повинні бути надлишковими або занадто примітивними. Слід строго домовитись про умови, при яких отримана та або інша модель. Якщо цього не зробити, результати можуть просто не мати сенсу.

3. Треба вміти виділяти головне і відкидати другорядне. Саме глибоке розуміння основних принципів, головних співвідношень, закономірностей і вміння застосовувати їх на практиці і є основна мета курсу.

ПЕРЕЛІК ПИТАНЬ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЮ

1. Головне призначення електропривода.
2. Які складові входять до силового та інформаційного каналу електропривода?
3. Назвіть різницю призначення систем локального та глобального автоматичного керування.
4. Загальна структура електропривода та функціональне призначення її елементів.
5. У чому полягають переваги електричного привода перед пневмо- та гідроприводами.
6. Можливі межі зміни потужності та швидкості обертання електроприводів.
7. Функції перетворювача електричної енергії.
8. Функції перетворювача електромеханічної енергії.
9. Які прилади можуть бути задіяні в якості перетворювача механічної енергії?
10. Які властивості і характеристики різних електроприводів розглядаються в курсі, щоб відповісти на його головне питання?

II. ОСНОВИ МЕХАНІКИ ЕЛЕКТРОПРИВОДА

2.1. Рівняння руху

Розглянемо найпростішу механічну систему, що складається з ротора двигуна і безпосередньо пов'язаного з ним навантаження – робочого органу машини (рис. 2.1.). Незважаючи на простоту, система цілком реальна: саме так реалізована механічна частина ряду насосів, вентиляторів і багатьох інших машин. До такої моделі може бути зведена механічна частина більшості електроприводів, розглянутих у курсі.

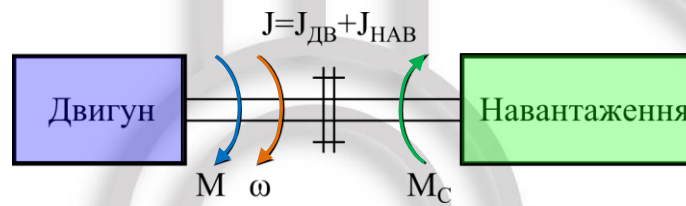


Рис. 2.1. Модель механічної частини

У системі на рис. 2.1 діють два моменти – електромагнітний момент M , що розвивається двигуном, і сумарний момент сил опору M_C , створюваний навантаженням і втратами енергії на тертя в механічній частині робочої машини. Кожний момент має свою величину і напрямок, а рух системи визначається другим законом Ньютона:

$$\pm M \pm M_C = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (2.1)$$

де ω – кутова швидкість,

J – еквівалентний момент інерції.

Права частина рівняння (2.1) називається *динамічним моментом*

$$J \frac{d\omega}{dt} = M_{\text{дин}}. \quad (2.2)$$

Він виникає, якщо алгебраїчна сума моментів M і M_C відмінна від нуля. Величина і знак динамічного моменту визначають *прискорення*.

Режими, при яких $M_{\text{дин}} = 0$, тобто моменти M і M_C дорівнюють одне одному за величиною і протилежні за напрямком дії, називають *сталими* або *статичними*. Їм відповідає $\omega = \text{const}$ і в тому числі $\omega = 0$.

Режими, коли $M_{\text{дин}} \neq 0$, називають *перехідними* або *динамічними* (прискорення, уповільнення).

Момент M_C у рівнянні (2.1) практично повністю визначається властивостями навантаження, а момент M створюється електродвигуном. У результаті,

механічний процес, тобто залежність швидкості від часу $\omega(t)$ в динамічних режимах визначається розв'язанням диференціального рівняння (2.1), а в статичних режимах знаходиться з умови

$$\pm M(\omega) \pm M_c(\omega) = 0.$$

2.2. Приведення моментів опору і моментів інерції

Зазвичай між двигуном і навантаженням розташована яка-небудь механічна передача **ПМ** (рис. 1.1), тобто використовують кілька різних валів зі своїми моментами та швидкостями. Для зведення будь-якої реальної системи до найпростішої моделі (рис. 2.1) потрібно виконати низку операцій, названих *приведенням* моментів і моментів інерції до деякого, обраного в якості основного, валу. Зазвичай – до валу двигуна. Іншими словами, деяку реальну механічну систему, наприклад, показану на рис. 2.2,а, потрібно замінити еквівалентною системою (рис. 2.2,б), так, щоб ця заміна не відбилася на стані двигуна (чи частині системи, яка лишилась незмінною).

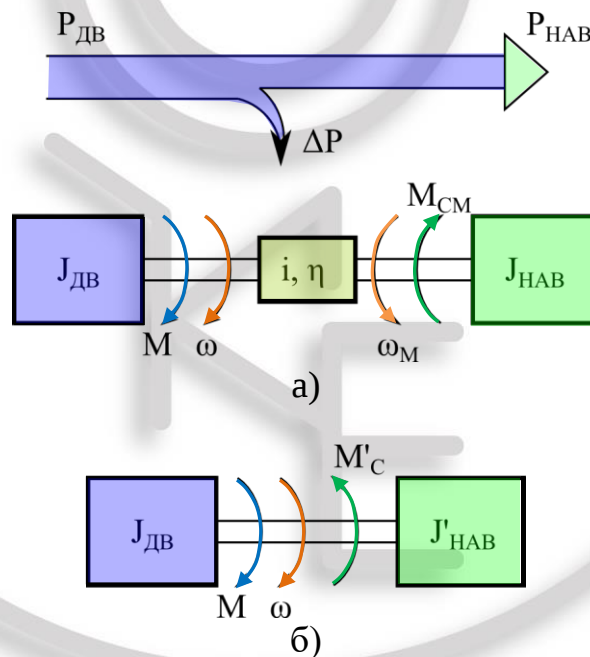


Рис. 2.2. До приведення $M_{см}$ і $J_{наб}$ до валу двигуна

Приймемо наступні припущення:

- * система жорстка, без зазорів;
- * моменти інерції, що відносяться до основних валів – незмінні, а що відносяться до проміжних валів (якщо такі є) – дорівнюють нулю;
- * передатне відношення редуктора $i = \omega/\omega_M$ і ККД передачі η – постійні.

Приведення моментів сил опору виконуються з умови рівності потужностей

у вихідній і еквівалентній системах.

Нехай потужність, що розвивається, дорівнює добутку $M\omega$, а втрати потужності покриваються двигуном (M і ω спрямовані згідно). Тоді при постійному значенні ω ($M=M_C$) потужність, необхідна для подолання сил опору механізму $P_{\text{мех}}$, повинна бути рівною еквівалентній потужності $P_{\text{екв}}$:

$$P_{\text{мех}} = \frac{M_{CM} \cdot \omega_M}{\eta} = P_{\text{екв}} = M_C \omega, \quad (2.2)$$

звідки

$$M_C = \frac{M_{CM}}{i \cdot \eta}. \quad (2.3)$$

Втрати потужності завжди покриваються тією частиною системи, що створює рух, тому при зворотному потоці потужності – від навантаження до двигуна

$$M_C = \frac{M_{CM} \cdot \eta}{i}. \quad (2.4)$$

З метою спрощення рівняння (2.4) у ньому не враховані втрати в передачах. Це не приводить до великих похибок, якщо динамічні режими не відіграють визначальну роль у роботі привода.

Рівність запасів кінетичної енергії в реальній A_p і приведений $A_{\text{прив}}$ системах

$$A_p = \frac{J_{\text{дв}} \omega^2}{2} + \frac{J_{\text{нав}} \omega_M^2}{2} = A_{\text{прив}} = \frac{J \omega^2}{2}, \quad (2.5)$$

дозволяє визначити приведений момент інерції

$$J = J_{\text{дв}} + \frac{J_{\text{нав}}}{i^2}. \quad (2.6)$$

2.3. Механічні характеристики

Моменти M і M_C можуть залежати від часу, положення, швидкості. Найцікавіший та важливий зв'язок моментів M і M_C зі швидкістю ω . Залежності $\omega(M)$ і $\omega(M_C)$ називають *механічними характеристиками* відповідно *двигуна* та *навантаження (механізму)*. Механічні характеристики слугують зручним і корисним інструментом при аналізі статичних і динамічних режимів

електропривода.

Моменти та швидкість можуть мати різні знаки. Тому механічні характеристики можуть розташовуватися в чотирьох квадрантах площини $\omega - M$. На рис. 2.3, як приклад, наведені характеристики асинхронного двигуна $M(\omega)$ і відцентрової машини $M_C(\omega)$. Знаки величин визначають прийнявши один з напрямків руху за позитивний. Наприклад “+” при русі за годинниковою стрілкою або вгору (підйом). Моменти, спрямовані за напрямом руху (які збільшують модуль швидкості), мають знак, що збігається зі знаком швидкості (ділянка “ $\omega_0, 0 - 0, M_{K3}$ ” характеристики двигуна). Моменти, спрямовані проти напрямку руху (гальмівні), мають знак, протилежний знаку швидкості (решта ділянок характеристик).

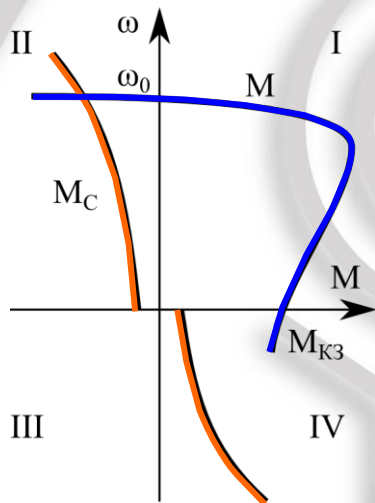


Рис. 2.3. Приклад механічних характеристик

Моменти прийнято ділити на активні та реактивні.

Активні моменти можуть бути як рушійними, так і гальмівними. Їхній напрямок дії залежить від напрямку руху. Наприклад, момент, створений електричною машиною (M на рис. 2.3), або момент, створений вантажем, пружиною тощо. Відповідні механічні характеристики можуть розташовуватися в кожному із чотирьох квадрантів.

Реактивні моменти – це реакція на рух. Вони завжди спрямовані проти руху, тобто завжди гальмівні. Наприклад, момент від сил тертя, момент, створений відцентровою машиною тощо. Механічні характеристики таких робочих машин завжди розташовуються в другому та четвертому квадрантах.

Механічні характеристики прийнято оцінювати їхньою *жорсткістю* $\beta = \frac{dM}{d\omega}$. Вони бувають (рис. 2.4) абсолютно жорсткими $\beta = \infty$ (1), абсолютно м'якими $\beta = 0$ (2) можуть мати негативну $\beta < 0$ (3) або позитивну $\beta > 0$ (4) жорсткість.

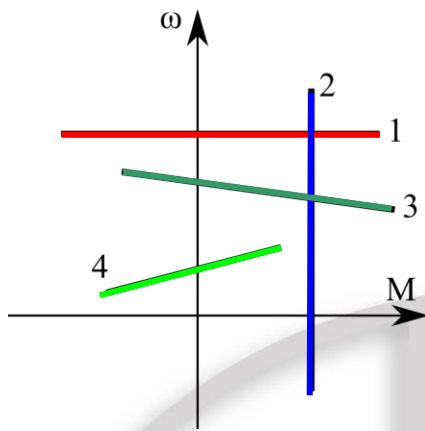


Рис. 2.4. Механічні характеристики з різною жорсткістю

Характеристики двигуна і навантаження, якщо їх розглядати спільно, дозволяють дуже просто визначити такі координати, як швидкість і момент у сталому (статичному) режимі ($\omega_{уст}$, $M_{уст}$). Дійсно, якщо дзеркально відобразити відносно вісі швидкості характеристику $M_C(\omega)$ (рис. 2.5,а), то точка A перетину відображеної кривої $-M_C(\omega)$ (відрізки AB і BC рівні) з характеристикою двигуна $M(\omega)$ визначить сталий режим, оскільки виконається умова $M+(-M_C)=0$.

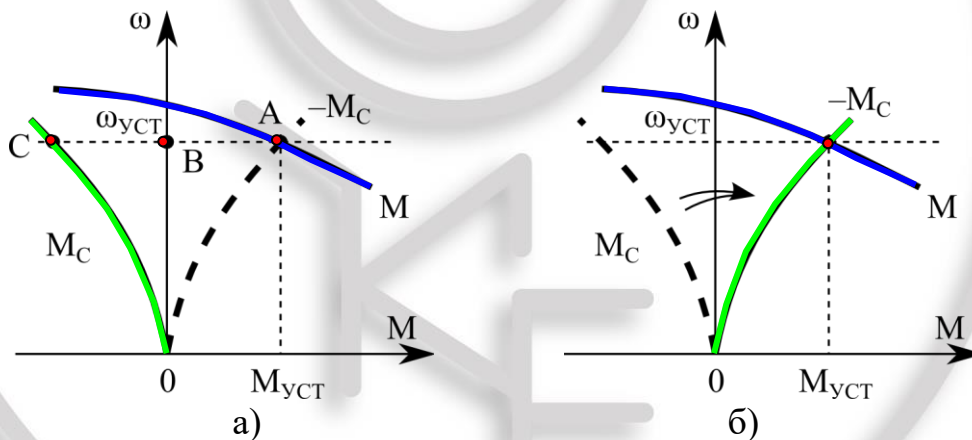


Рис. 2.5. До визначення сталого режиму

Тут виконана операція переносу M_C із другого квадранта в перший. Цю операцію можна виключити, якщо записувати рівняння руху (2.1) у вигляді:

$$\pm M - (\pm M_C) = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (2.7)$$

де знак “-” перед $\pm M_C$ означає дзеркальний перенос характеристики навантаження (рис. 2.5,б). Такий прийом традиційно використовується в електроприводі, де замість запису (2.1) використовують змінену форму (2.7), пам’ятаючи, що це лише зручний прийом, при якому сталий режим виходить при простому перетинанні характеристики M та $-M_C$.

Механічні характеристики двигуна та навантаження дозволяють визначити чи буде сталий режим стійким, тобто чи повернеться система після випадкового збурення до вихідного стану – рис. 2.6,а або не повернеться – рис. 2.6,б.

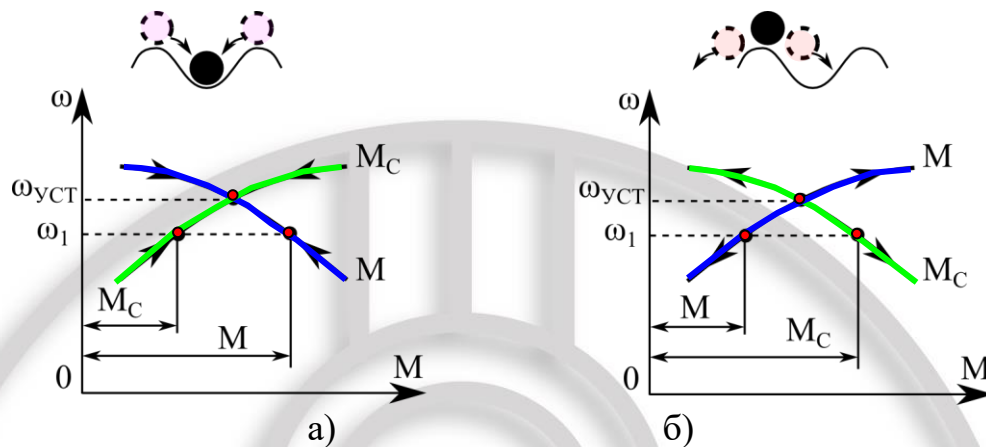


Рис. 2.6. До визначення статичної стійкості

На рис. 2.6,а показано, що будь-яке випадкове зниження швидкості (наприклад, $\omega_1 < \omega_{уст}$) супроводжується перевагою рушійного моменту M над гальмівним M_C . У результаті система повертається у вихідний стан і рівновага відновлюється. Система статично стійка. У другому випадку (рис. 2.6,б) така ж випадкова зміна швидкості призводить до переваги гальмівного моменту і рівновага не відновлюється. Система статично нестійка.

2.4. Регулювання координат електропривода

Як відзначалося вище, основна функція електропривода полягає в керуванні його координатами – швидкістю та моментом. Тобто в їх примусовій спрямованій зміні відповідно до вимог технологічного процесу, що обслуговується.

Регулювання швидкості або моменту – це примусова зміна цих величин відповідно до вимог технологічного процесу за допомогою впливу на механічну характеристику двигуна. Окремим випадком регулювання є підтримка однієї з координат на необхідному рівні при незалежній зміні іншої координати.

Частіш за інших регульованою координатою служить швидкість. Наприклад, необхідно змінювати швидкість транспортного засобу залежно від умов руху і стану дороги або необхідно регулювати швидкість насоса для забезпечення потрібного напору в системі водопостачання, потрібно підтримувати на заданому рівні швидкість руху жили кабеля в процесі накладення на неї ізоляції тощо.

Поняття “*регулювання швидкості*”, коли використовуються різні характеристики (рис. 2.7,а), не слід змішувати зі зміною швидкості, яке виникає внаслідок зростання або зниження навантаження та здійснюється відповідно до форми даної механічної характеристики (рис. 2.7,б).

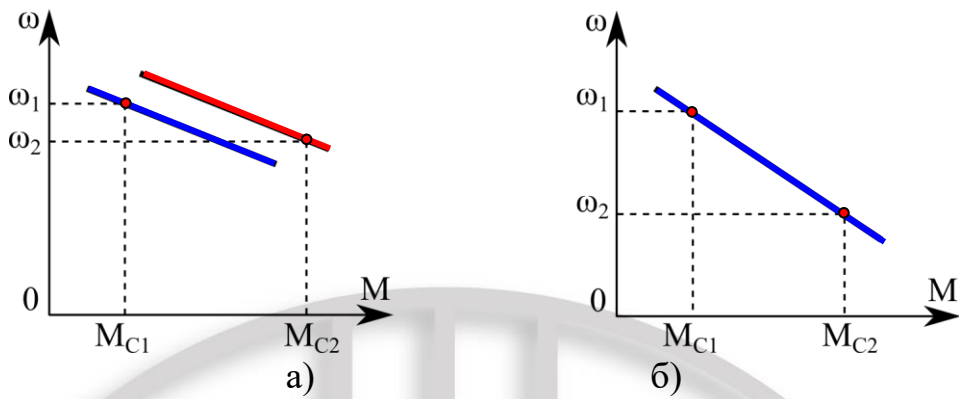


Рис. 2.7. Регулювання (а) і зміна (б) швидкості

У деяких випадках може виникати необхідність регулювання моменту. Наприклад, якщо потрібно якісно укласти на котушку дріт, який отримують з волочильного стана, або при буксируванні судна на великих хвилях забезпечити відсутність обриву троса тощо.

Оскільки регулювання швидкості пов'язане зі спрямованим формуванням механічних характеристик, то для розуміння напрямку регулювання виділяють одну з них у якості *основної*. Зазвичай – це *природна характеристика* двигуна, що відповідає номінальним значенням величин, що її визначають (напруга, частота, магнітний потік тощо). Всі інші характеристики, створені з метою регулювання швидкості, називаються *штучними*. Вони можуть формуватися різними способами, що відрізняються як за технічними, так і за економічними показниками:

1. Напрямок регулювання. Якщо штучні характеристики розташовані тільки нижче природної, то це – *однозонне регулювання вниз* від основної швидкості, тільки вище природної – *однозонне регулювання вгору* від основної швидкості. Якщо характеристики розташовуються як вище, так і нижче природної – *двозонне регулювання*.

2. Діапазон регулювання – це відношення максимальної можливої швидкості до мінімальної $D = \frac{\omega_{\text{макс}}}{\omega_{\text{мін}}}$ при заданих змінах моменту навантаження – рис. 2.8.

Легко бачити, що однаковим природним характеристикам і змінам моменту ΔM_C можуть відповідати різні діапазони регулювання, що пов'язано із жорсткістю штучних характеристик.

Із жорсткістю характеристик зв'язаний також ще один показник – *стабільність швидкості* на штучних характеристиках. Вона може бути низька, як на м'якій штучній характеристиці рис. 2.8,а або висока (на жорсткій штучній характеристиці рис. 2.8,б). Іноді потрібна абсолютно жорстка характеристика при $\beta = \infty$. Іноді, навпаки, потрібні дуже м'які характеристики (регулювання моменту).

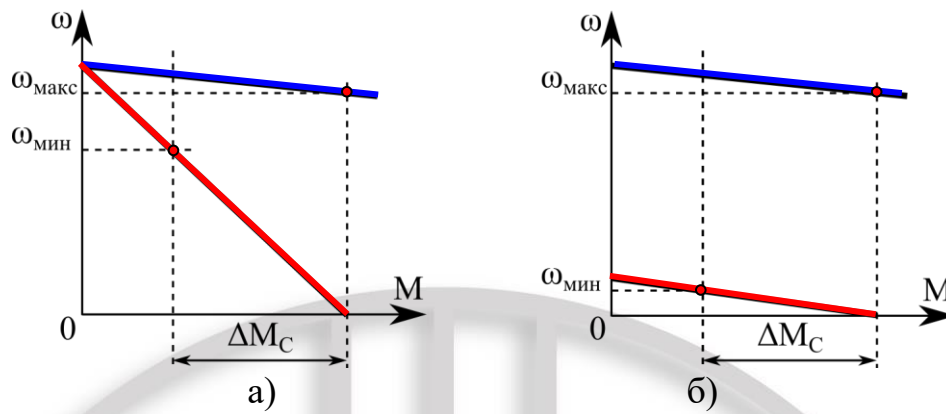


Рис. 2.8. До визначення діапазону регулювання швидкості

3. Плавність регулювання – це можливість отримувати штучні характеристики, розташовані як завгодно близько одна до одної. Навпаки, можливість мати лише кілька фіксованих характеристик – це *східчасте регулювання*.

4. Припустиме навантаження на штучних характеристиках – дуже важливий показник, що визначає надійність електропривода. Наприклад, *довгостроково припустиме навантаження*, таке що визначається припустимим нагріванням двигуна.

Припустиме навантаження на природній характеристиці – те яке відповідає номінальному моменту двигуна M_H . Не враховуючи зміну тепловіддачі, припустимим струмом у силових колах при будь-якій швидкості є номінальний струм двигуна I_H . Тоді припустимий момент для примусово охолоджуваного двигуна

$$M_{прин} \equiv I_H \Phi \quad (2.8)$$

буде залежати від магнітного потоку двигуна Φ на відповідній штучній характеристиці. При регулюванні з $\Phi = \Phi_H = const$ $M_{прин} \equiv I_H \cdot \Phi_H \equiv M_H$. Груба оцінка (2.8) дає лише загальне уявлення про припустиме навантаження і повинна уточнюватись у кожному конкретному випадку.

5. Економічність регулювання оцінюється втратами енергії, що супроводжують той або інший спосіб регулювання. Іноді економічність вдається грубо оцінити, порівнюючи корисну потужність $P_2 = M \cdot \omega$ зі споживаної із мережі P_1 , тобто визначаючи втрати ΔP або обчислюючи ККД η у деякій робочій точці:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + \Delta P}. \quad (2.9)$$

Значно більш серйозна і переконлива оцінка економічності регулювання

здійснюється порівнянням різних способів, які можуть ґрунтуватися на цикловому ККД η_u , що визначається з урахуванням конкретних умов роботи привода за час циклу t_u :

$$\eta_u = \frac{\int_0^{t_u} P_2(t) dt}{\int_0^{t_u} P_2(t) dt + \int_0^{t_u} \Delta P(t) dt}. \quad (2.10)$$

6. **Витрати на регулювання** можна визначити як вартість додаткового устаткування *Варт.Устат.*, що використовується для здійснення регулювання. Ефективність витрат зручно оцінювати строком їхньої окупності $T_{ок}$.

$$T_{ок} = \frac{Варт.Устат.}{Річ.Ефф.}, \quad (2.11)$$

де *Річ.Ефф.* – ціна річного ефекту від використання регулювання.

Наприклад, якщо для нерегульованого електропривода насоса використовується частотно-регульований перетворювач із вартістю 1500 USD, а економічний ефект за рахунок заощадження електроенергії, води та тепла становить 2100 USD/рік, то строк окупності складе

$$T_{ок} = \frac{1500}{2100} \approx 0,7 \text{ року.}$$

Наведені шість показників регулювання дозволяють порівнювати в головних рисах і зіставляти різні способи. Очевидно, що ідеальним був би спосіб, що здійснює плавне двозонне регулювання у широкому діапазоні із приблизно постійним припустимим навантаженням $M_{нрпн} \approx M_H$, з малими втратами, за низької вартості додаткового устаткування. Очевидно, що такого ідеального способу не існує, і інженерів завжди доводиться шукати деякий розумний компроміс. Останнім часом широко використовується неформалізований, але зручний показник “якість/ціна”. У поняття “якість” входить деяка певним чином організована та погоджена з користувачем сукупність перерахованих вище показників, доповнена такими загальнотехнічними показниками як надійність, ремонтпридатність, перешкодозахищеність, взаємодія з мережею тощо.

Правильно організований і добре обґрунтований інтегральний показник “якість/ціна” – зручний засіб просування нового товару на ринок.

ПЕРЕЛІК ПИТАНЬ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЮ

1. Методи приведення моментів навантаження та інерції до валу двигуна.
2. Припущення, які приймаються для приведення моментів навантаження та інерції.
3. Механічні характеристики електропривода. Рушійний та гальмівні режими роботи.
4. Активний та реактивний моменти навантаження.
5. Поняття жорсткості механічної характеристики.
6. Статична стійкість системи електропривода.
7. Поняття регулювання швидкості.
8. Припустимі показники електропривода.
9. Головні показники, якими характеризуються механічні характеристики.
10. Показник економічності регулювання.
11. Показник витрат регулювання.

ІІІ. ЕЛЕКТРОПРИВОДИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

3.1. Основні рівняння

Найпростіша модель електропривода постійного струму для сталих (статичних) режимів представлена на схемі рис. 3.1.

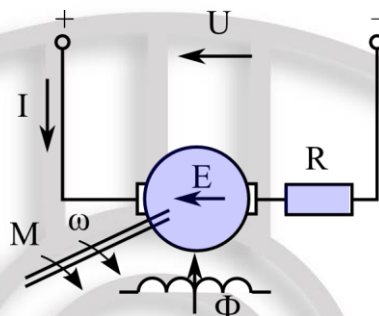


Рис. 3.1. Схема електропривода із двигуном постійного струму

Двигун має два незалежні електричні кола – якоря і обмотки збудження. Якірне коло живиться від незалежного джерела з напругою U . Опір цього кола R постійний. Магнітний потік головних полюсів Φ визначається лише струмом у незалежному колі збудження і не залежить від навантаження (реакція якоря не проявляється). Індуктивні параметри кіл не враховуються, тому що розглядаються лише сталі (статичні) режими, коли струми цих кіл не змінюються. Взаємодія струму якоря I з магнітним потоком збудження Φ за законом **Ампера** викликає електромагнітну силу, а її дія на дроти якірного кола створює електромагнітний момент:

$$M = k \cdot \Phi \cdot I, \quad (3.1)$$

де k – конструктивний параметр машини.

У провідниках обмотки якоря, що рухаються з кутовою швидкістю ω в магнітному полі відповідно до закону **Фарадея**, наводиться ЕРС обертання E :

$$E = k \cdot \Phi \cdot \omega. \quad (3.2)$$

Напрямок E залежить від напрямку обертання якоря двигуна.

Відповідно до другого закону **Кірхгофа** для якірного кола машини справедливе рівняння електричної рівноваги:

$$U = I \cdot R + E. \quad (3.3)$$

Рівняння (3.1), (3.2) і (3.3) – найпростіша, але достатня для розуміння головних процесів в електроприводі постійного струму модель. Для розв'язання

практичних задач вони повинні бути доповнені рівнянням руху з моментом втрат ΔM , що входять в M_C :

$$M - M_C = J \frac{d\omega}{dt} \leftarrow \quad (3.4)$$

і рівняннями кола збудження для конкретної схеми електропривода.

Зрозуміло, що в умовах кожного завдання повинно бути строго обговореним те, що задано та відомо, а що потрібно шукати.

Розглянемо докладніше роль ЕРС E у процесі перетворення енергії, що здійснює електрична машина. Нехай існував деякий сталий режим $M_1 = M_{C1}$, а потім M_{C1} зріс, наприклад, до величини M_{C2} . Тепер, для тримання нового сталого режиму необхідно мати засіб, що б змінив M , привівши його у відповідність із новим значенням M_C . У двигуні внутрішнього згоряння цю роль виконає оператор, змінюючи подачу палива. У паровій турбіні – спеціальний регулятор, що збільшить подачу пари. В електричній машині цю роль виконає ЕРС. Дійсно, при зростанні M_C швидкість двигуна почне знижуватися і, відповідно до (3.2), зменшиться E . Відповідно до (3.3) маємо

$$I = \frac{U - E}{R}, \quad (3.5)$$

тобто струм зростає, обумовивши тим самим збільшення моменту відповідно до (3.1). Двигун автоматично, без будь-яких зовнішніх впливів перейде в новий сталий стан. Ці процеси будуть мати місце при будь-яких величинах і знаках M_C , тобто ЕРС буде виконувати функцію регулятора, як у рушійному, так і у гальмівному режимах роботи машини.

3.2. Характеристики і режими при незалежному збудженні ($U = const$)

При використанні в електроприводі постійного струму двигуна з незалежним збудженням – рис. 3.2 і живленням від джерела напруги $U = const$, рівняння *електромеханічної характеристики* $\omega(I)$ визначиться шляхом підстановки виразу (3.2) в (3.3) і розв'язанням відносно ω :

$$\omega = \frac{U}{k\Phi} - I \frac{R}{k\Phi} \quad (3.6)$$

Механічну характеристику $\omega(M)$ отримано при підстановці в (3.6) значення струму з формули (3.1):

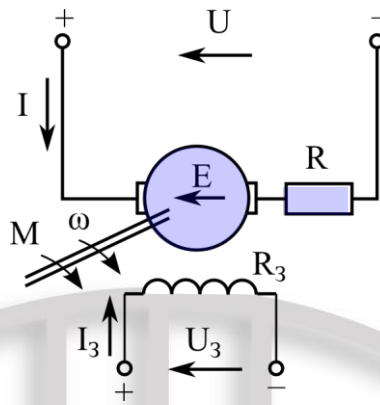


Рис. 3.2. Схема двигуна постійного струму незалежного збудження

$$\omega = \frac{U}{k\Phi} - \frac{MR}{(k\Phi)^2} \cdot I \quad (3.7)$$

При заданих U , Φ і R рівняння (3.6) і (3.7) однозначно визначають зв'язок між ω , I і M в будь-яких режимах.

Графіки характеристик $\omega(I)$ і $\omega(M)$ – прямі лінії, що проходять через дві характерні точки: $(M=0, \omega=\omega_0)$ і $(\omega=0, I=I_{K3}$ або $\omega=0, M=M_{K3})$; при $\Phi = const$. Вони розрізняються лише масштабами по вісі абсцис.

Швидкість $\omega_0 = \frac{U}{k\Phi}$ (рис. 3.3) відповідає режиму ідеального холостого ходу при $M=0$ і зустрічному напрямку E і U .

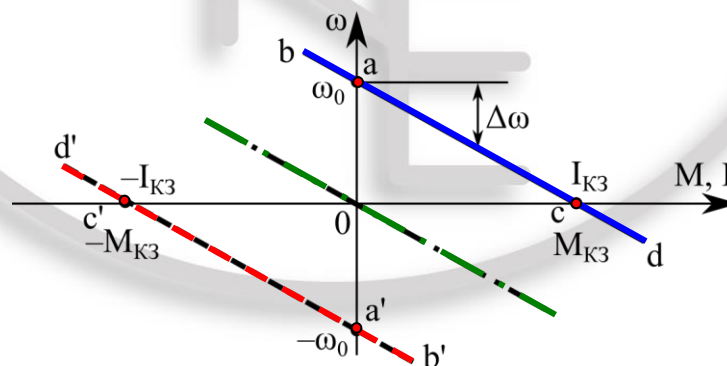


Рис. 3.3. Механічні (електромеханічні) характеристики електропривода постійного струму незалежного збудження при $U = const$

Величина $\Delta\omega = \frac{I \cdot R}{k\Phi} = \frac{MR}{(k\Phi)^2}$ – перепад (падіння) швидкості під впливом навантаження.

З урахуванням прийнятих позначень $\omega = \omega_0 - \Delta\omega$. Якщо помножити рівняння на величину моменту M , то одержимо рівняння балансу потужностей

$$M \cdot \omega = M \cdot \omega_0 - M \cdot \Delta\omega.$$

Тут $M\omega_0 = P_{\text{ЕЛ}}$ – потужність, споживана від джерела електричної енергії; $M \cdot \omega = P_{\text{МЕХ}}$ – механічна потужність; $M \cdot \Delta\omega = \Delta P$ – потужність втрат, що перетворюється у тепло в процесі перетворення енергії електродвигуном. Тобто в рушійному режимі

$$P_{\text{МЕХ}} = P_{\text{ЕЛ}} - \Delta P.$$

Збільшення навантаження до рівня, коли $\omega = 0$ приводить до *режиму короткого замикання*: $E = 0$, $I = \frac{U}{R} = I_{\text{КЗ}}$, $M = k\Phi I_{\text{КЗ}} = M_{\text{КЗ}}$. При цьому вся споживана від джерела електричної енергії потужність розсіюється в якірному колі: $P_{\text{МЕХ}} = 0$; $P_{\text{ЕЛ}} = \Delta P$.

При зміні полярності U характеристика займе положення, зображене на рис. 3.3 пунктиром.

Ділянки характеристики між точками $\omega = \omega_0$ та $M = M_{\text{КЗ}}$, де знаки ω і M збігаються, відповідають, як було домовлено раніше, *руховому режиму* роботи; ділянки з різними знаками ω та M – *гальмівним режимам*.

Всі гальмівні режими є генераторними, оскільки механічна енергія, що надходить з валу машини, перетворюється в електричну. Залежно від того, куди надходить електрична енергія, розрізняють три гальмівних режими.

а) Гальмування з поверненням енергії в мережу (рекуперативне) або генераторний режим роботи паралельно з мережею

Якщо якір двигуна обертати від деякого стороннього джерела зі швидкістю, що перевищує швидкість ідеального холостого ходу, то ЕРС двигуна буде більше прикладеної напруги, в результаті чого струм у якорі двигуна і момент змінять свій знак. Механічна енергія, що надходить на вал двигуна, перетвориться в електричну і, за винятком втрат у двигуні, повертається (рекуперується) у мережу.

На графіках рис. 3.3 гальмуванню з віддаванням енергії в мережу відповідають ділянки ab і $a'b'$.

Баланс потужностей у режимі можливо представити формулою

$$P_{\text{МЕХ}} = P_{\text{ЕЛ}} + \Delta P.$$

б) Гальмування противмиканням або генераторний режим роботи послідовно з мережею

У режимі противмиканням двигун налаштований для обертання в один бік, а навантаження змушує його обертатися в протилежний. Швидкість двигуна змінює

знак при збереженні знаку моменту (або знак моменту двигуна при збереженні знаку швидкості). Режим може виникнути при впливі активного моменту статичного навантаження, що перевищує момент короткого замикання на даній характеристиці.

Напрямок ЕРС двигуна буде збігатися з напрямком прикладеної напруги і струм у якорі визначиться виразом:

$$I = \frac{U + E}{R}.$$

Варіант зі зміною знаку моменту використовується для зупинки двигуна шляхом зміни полярності напруги, підведеної до його якоря.

Внаслідок механічної інерції швидкість двигуна і ЕРС у початковий момент зберігаються незмінними, а струм буде дорівнювати:

$$I = \frac{-U - E}{R}.$$

На характеристиках рис. 3.3 гальмуванню противмиканням відповідають ділянки cd і $c'd'$.

У режимі гальмування противмиканням енергія надходить у привод з боку механізму і від мережі та розсіюється на опорах якорного кола: $P_{\text{МЕХ}} + P_{\text{ЕЛ}} = \Delta P$. Це енергетично не вигідний режим.

в) Динамічне гальмування або генераторний режим роботи незалежно від мережі

Якщо якірне коло відключене від джерела живлення і замкнене на зовнішній резистор, то при обертанні двигуна в якорному колі індукуються ЕРС і протікає струм $I = -\frac{E}{R}$, що створює момент. Характеристики проходять через початок координат (штрих-пунктир рис. 3.3), тому що при цьому $E = 0$, $I = 0$, $M = 0$.

Баланс потужностей описується формулою

$$P_{\text{МЕХ}} = \Delta P.$$

3.3. Характеристики і режими при живленні якорного кола від джерела струму

У ряді застосувань якірне коло двигуна постійного струму незалежного збудження живиться не від джерела напруги, як у попередньому випадку, а від джерела струму ($I = \text{const}$) – рис. 3.4. При цьому зберігають силу фундаментальні

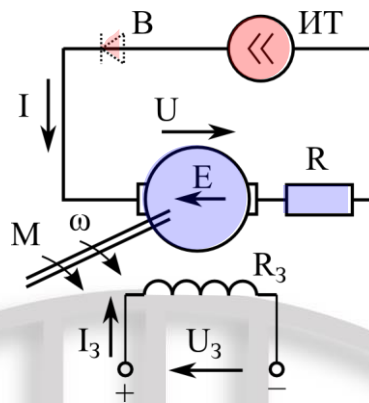


Рис. 3.4. Схема двигуна постійного струму незалежного збудження при живленні якорних кіл від джерела струму

співвідношення (3.1)-(3.3), але властивості електропривода радикально змінюються.

Електромеханічна $\omega(I)$ та механічна $\omega(M)$ характеристики представлені тепер вертикальними прямими (рис. 3.5)

$$I = \text{const} \quad (3.8)$$

$$M = k\Phi I = \text{const} \quad (3.9)$$

і привод набуває нової властивості “джерела моменту”. Це пов’язане з тим, що джерело живлення (джерело струму) нейтралізує дію ЕРС. Вона тепер вже не відіграє ролі внутрішнього регулятора і не впливає на швидкість. Величина IR стає незалежною, а напруга U – залежною величиною:

$$U = E + IR = k\Phi\omega + IR. \quad (3.10)$$

Тепер характеристика $\omega(U)$ (рис. 3.5) визначає енергетичні режими роботи електропривода.

Розглянутий привод є “джерелом моменту”. Тому режим ідеального холостого ходу в ньому не реалізується.

Рушійний режим відповідає ділянці ab в I квадранті: $M\omega > 0$, тобто механічна енергія надходить до споживача – технологічної машини. Так як $U \cdot I > 0$, то електрична енергія надходить до свого споживача – двигуна.

Режим короткого замикання розглядається в точці a , де $E = 0$ і $U = IR$.

На ділянці ac $M\omega < 0$. Механічна енергія, яка надходить від технологічної машини, і, перетворюючись в електричну, передається в якорне коло. Оскільки $U \cdot I > 0$, то електрична енергія від джерела струму також надходить у якорне коло. Цей режим раніше визначався як гальмування противмиканням.

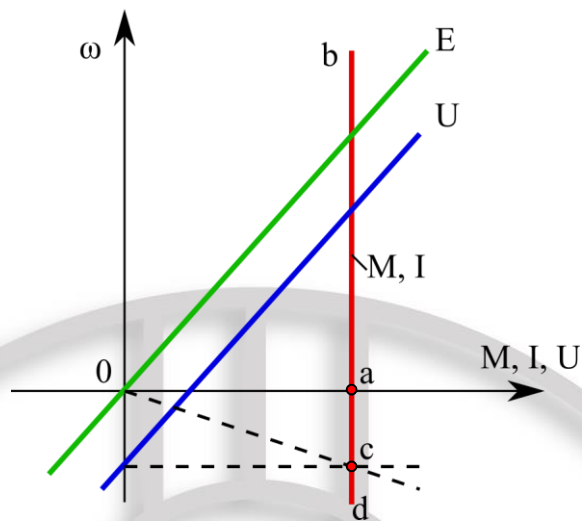


Рис. 3.5. Характеристики електропривода при живленні якоря від джерела струму

У точці, де $U = 0$ реалізується режим динамічного гальмування, вся механічна енергія, що надійшла, розсіюється в опорах якірної кола.

І, нарешті, на ділянці cd при $M\omega < 0$ і $U \cdot I < 0$ джерело струму дозволяє передати енергію в мережу – виникає рекуперативне гальмування. Якщо джерело струму має однобічну провідність (пунктир на рис. 3.4) такого режиму не буде, і електропривод буде продовжувати працювати в режимі динамічного гальмування (пунктир на рис. 3.5).

3.4. Характеристики і режими при послідовному збудженні

В електроприводах постійного струму іноді використовуються двигуни з послідовним збудженням, коли спеціально виконана обмотка збудження увімкнена послідовно з обмоткою якоря (рис. 3.6).

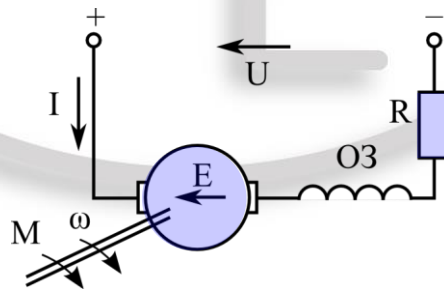


Рис. 3.6. Схема двигуна постійного струму послідовного збудження

Для двигуна послідовного збудження, як і для інших двигунів постійного струму, при живленні якоря від джерела напруги $U = const$ справедливі рівняння (3.4) і (3.5). Однак, якщо для двигуна незалежного збудження потік не залежить від

струму навантаження, то для двигуна послідовного збудження потік є функцією струму навантаження.

Залежність $\Phi(I)$ називається характеристикою намагнічування. Вона не має простого аналітичного опису, а якісний вигляд графіка показаний на рис. 3.7.

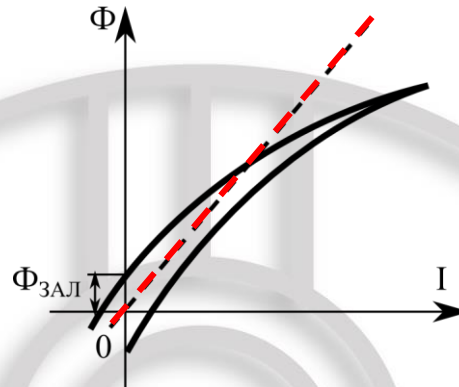


Рис. 3.7. Характеристика намагнічування машини постійного струму

У першому наближенні залежність між швидкістю двигуна і моментом у сталому режимі можна знайти виходячи з припущення, що потік збудження і струм в якорі двигуна зв'язані між собою лінійною залежністю (пунктир на рис. 3.7):

$$\Phi = k_{\Phi} \cdot I.$$

Тоді

$$\omega = \frac{U}{k \cdot k_{\Phi} \cdot I} - \frac{R}{k \cdot k_{\Phi}}, \quad \omega = \frac{U}{k\Phi} - I \frac{R}{k\Phi},$$

а оскільки

$$M = k \cdot \Phi \cdot I = k \cdot k_{\Phi} \cdot I^2,$$

то

$$\omega = \frac{U}{\sqrt{k \cdot k_{\Phi} \cdot M}} - \frac{R}{k \cdot k_{\Phi}}.$$

У цьому випадку графік механічної характеристики двигуна послідовного збудження зображується гіперболою (рис. 3.8). Однією її асимптотою є вісь ординат (вісь ω), а іншою – пряма, паралельна осі абсцис, з координатою

$$\omega = -\frac{R}{k \cdot k_{\Phi}}.$$

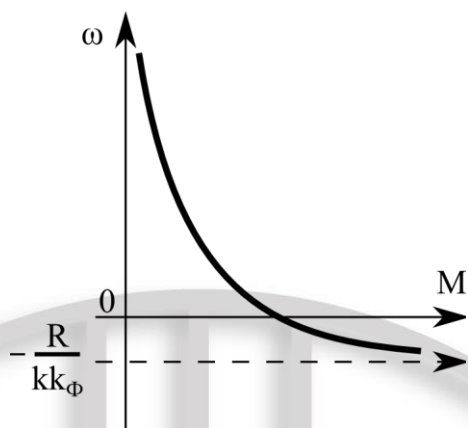


Рис. 3.8. Механічна характеристика двигуна послідовного збудження

Отримані рівняння дають лише загальне уявлення про характеристики електропривода із двигуном послідовного збудження, тому що в дійсності магнітна система машини насичена, і крива намагнічування досить далека від прямої. Тому на практиці зазвичай користуються універсальними характеристиками для серій машин – рис. 3.9, побудованими у відносних величинах

$$\omega^* = \frac{\omega}{\omega_H}, I^* = \frac{I}{I_H} \text{ і } M^* = \frac{M}{M_H},$$

де ω_H , I_H і M_H – номінальні величини двигуна при додатковому опорі в якірному колі рівному нулю.

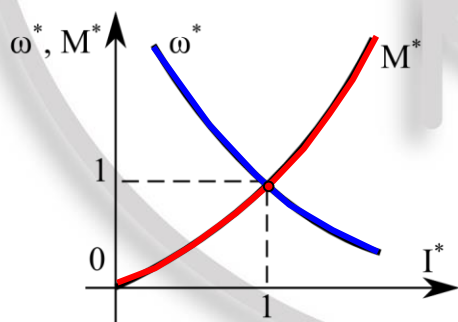


Рис. 3.9. Характеристики двигуна послідовного збудження у відносних величинах

Електропривод із двигуном послідовного збудження може працювати в тих самих енергетичних режимах, що і привод з двигуном незалежного збудження, за винятком режиму ідеального холостого ходу та генераторного режиму паралельно з мережею (рекуперативне гальмування), оскільки при навантаженні, що наближається до нуля, одночасно до нуля наближається і магнітний потік.

Деякі особливості при послідовному збудженні має режим динамічного гальмування.

Якщо якір обертової машини відключити від джерела напруги і замкнути на зовнішній резистор (рис. 3.10, схема ліворуч), то під дією потоку залишкового

намагнічування ($\Phi_{ЗАЛ}$ на рис. 3.7) у провідниках якоря виникає деяка ЕРС $E_{ЗАЛ}$, що викличе в замкненому колі струм. Цей струм, що протікає обмоткою збудження у зворотному напрямку (від b до a) проти вихідного (від a до b), розмагнітить машину ($\Phi = 0$) і гальмівного моменту створено не буде.

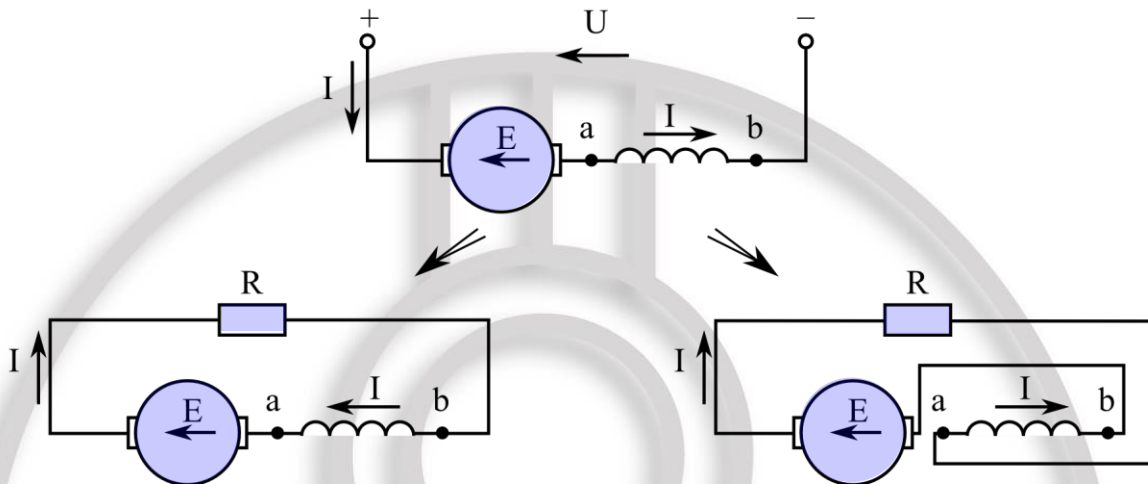


Рис. 3.10. До режиму динамічного гальмування із самозбудженням

Для того, щоб отримати гальмівний момент, струм, створений $E_{ЗАЛ}$, повинен протікати в тому ж, що і раніше, напрямку, підсилюючи магнітний потік, тобто створюючи самозбудження. Ця умова виконається, якщо при переході до режиму гальмування перемкнути обмотку збудження як показано на рис. 3.10 на схемі праворуч.

Струм, створений зростаючою ЕРС, змінить знак, момент буде спрямований проти руху, тобто стане гальмівним.

Робота машини постійного струму із самозбудженням можлива лише за певних умов, а саме при таких значеннях швидкості та опору R кола якоря, щоб мала місце рівність

$$E \geq IR. \quad (3.11)$$

Існуванню цієї рівності відповідає наявність точки перетинання кривих $E(I)$ (за даної швидкості) і прямої $IR(I)$ на графіках рис. 3.11. Очевидно, що чим більше R , тим за більшої швидкості відбудеться самозбудження машини.

Найменша швидкість, при якій машина може самозбуджуватись, досяжна при $R_{ДОД} = 0$, тобто при замкненому накоротко якірному колі машини.

Побудову механічної характеристики в режимі динамічного гальмування при самозбудженні можна зробити, виходячи з рівняння балансу потужностей.

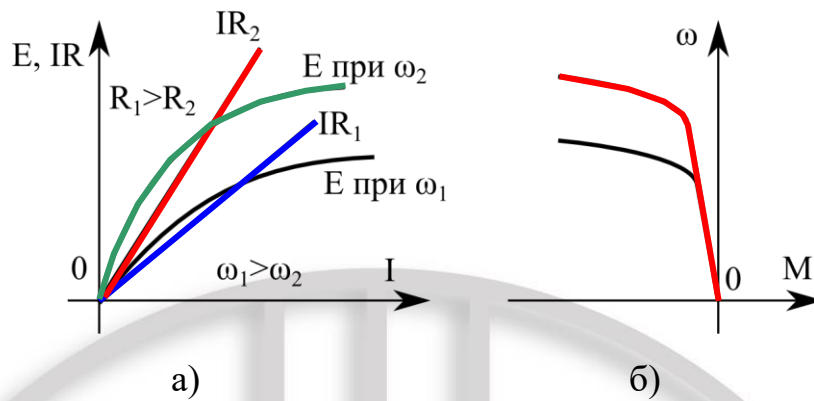


Рис. 3.11. Динамічне гальмування із самозбудженням

Потужність, що розвивається двигуном у режимі динамічного гальмування, цілком розсіюється в опорах ярмірного контуру, тобто

$$(-I)^2 R = -M \cdot \omega,$$

звідки

$$\omega = -\frac{I^2 R}{M}. \quad (3.12)$$

Знаючи R та задаючись струмом I , з універсальної характеристики можна визначити відповідний цьому струму момент M , обчислити швидкість ω тощо. Характер залежності $\omega(M)$ в гальмовому режимі при самозбудженні зображений на рис. 3.11,б.

В електроприводах постійного струму іноді використовуються двигуни змішаного збудження, що мають дві обмотки збудження, одна із яких включена послідовно в ярмірне коло, а інша має незалежне живлення.

Двигуни послідовного збудження можуть отримати живлення не тільки від джерела напруги, що було розглянуто вище, але і від джерела струму. Оскільки при цьому магнітний потік буде незмінним, зберігаються і основні властивості електропривода, розглянуті раніше.

3.5. Припустимі значення координат. Номінальний режим

У будь-яких практичних завданнях необхідно враховувати технічні обмеження, які можуть вплинути на реалізацію розглянутих режимів.

До таких обмежень належать припустимі значення основних координат – струму, моменту, швидкості.

В основі всіх координатних оцінок лежать *номінальні дані двигуна*, що вказують зазвичай на заводському шильдику (щиток, ярлик, інформаційна табличка, на якій розміщені написи, позначення і дані з паспорту двигуна).

До номінальних даних двигунів, призначених для роботи в тривалому режимі, належать номінальна напруга U_H , В; струм I_H , А; потужність на валу P_H , кВт; частота обертання n_H , об/хв (або $\omega_H = \frac{\pi n_H}{30}$, с⁻¹); ККД η_H ; напруга збудження U_{3H} , В; струм збудження I_{3H} , А (для двигунів незалежного збудження), момент інерції ротора J_H кг·м²(або Н·мс²), ступень захисту оболонки електродвигуна від проникнення твердих предметів і води **ІР**. Інші відомості в паспорті зазвичай не наводяться.

Номінальні дані відповідають одній точці в площині ω, M із припустимими та сприятливими значеннями всіх основних величин в обговореному (у нашому випадку, тривалому) режимі, хоча в дійсності електропривод працює в будь-яких точках і зовсім не за номінальних даних.

Номінальні дані використовуються для побудови основних – природних – характеристик двигуна, що слугують, як відзначалося раніше, основою для отримання штучних характеристик при регулюванні координат.

В електроприводах із двигунами незалежного збудження всі механічні і електромеханічні характеристики – прямі лінії, і для їх побудови досить двох точок. Наприклад, точка ідеального холостого ходу ($M = 0$, $\omega = \omega_0$) і точка номінального режиму ($M = M_H$, $\omega = \omega_H$). Координати M_H і ω_0 можуть бути визначені за номінальними даними:

$$\omega_0 = \frac{U_H}{k\Phi_H}; \quad M_H = k\Phi_H I_H.$$

Для таких розрахунків потрібно знати величину $k\Phi_H$, що зручно розрахувати з рівняння (3.4) з номінальними величинами:

$$k\Phi_H = \frac{U_H - I_H R_{\Sigma}}{\omega_H}. \quad (3.13)$$

Тут R_{Σ} – інтегрований параметер якірного кола, який включає опори: обмотки якоря, контактів ковзання щиток і обмоток додаткових полюсів, за умови їх використання.

Найкраще мати надійні дані R_{Σ} із паспорта. Однак часто це неможливо. Тоді вдаються до грубої оцінки, побудованої на припущенні, що половина втрат потужності в номінальному режимі ΔP_H – це втрати в міді обмотки:

$$0,5\Delta P_H \approx I_H^2 \cdot R_{\Sigma}$$

звідки

$$R_{Я} \approx \frac{0,5\Delta P_H}{I_H^2} = 0,5 \frac{U_H}{I_H} (1 - \eta_H). \quad (3.14)$$

Варто враховувати, що номінальний електромагнітний момент M_H , визначений як

$$M_H = k\Phi_H I_H,$$

більший за номінальний момент на валу

$$M_{H,вал} = \frac{P_H, [Bm]}{\omega_H, [c^{-1}]}$$

на величину ΔM , що слід мати на увазі при розрахунках.

Природні характеристики двигунів при живленні від джерела струму будуються на підставі викладених міркувань з визначення параметра $R_{Я}$ і оцінці M_H .

Природні характеристики двигунів послідовного збудження, як відзначалося, будуються з використанням універсальних характеристик у відносних величинах.

Відносні величини часто зручні і при розгляді двигунів постійного струму незалежного збудження.

Прийнявши за базові величини U_H, I_H, ω_0 , $k\Phi_H = \frac{U_H}{\omega_0}$, $R_H = \frac{U_H}{I_H}$ після перетворень, де всі відносні величини визначені як

$$x^* = \frac{x}{x_0},$$

отримаємо

$$\omega^* = \frac{U^*}{\Phi^*} - \frac{I^* R^*}{\Phi^*} = \frac{U^*}{\Phi^*} - \frac{M^* R^*}{(\Phi^*)^2} = \omega_0^* - \Delta\omega^*. \quad (3.15)$$

Зазвичай відносний опір якірного кола невеликий: $R_{Я}^* = 0,02 - 0,05$, і жорсткість природної характеристики досить висока:

$$\beta_{ПРИР} = (-50) - (-20).$$

Припустимі (безпечні) межі зміни основних координат установлюються на підставі наступних міркувань.

Напруга нормально обмежується номінальним значенням. У реверсивних електроприводах допускається на період реверсу дворазове перевищення номінального значення.

Магнітний потік також обмежений номінальною величиною, оскільки при її тривалому перевищенні струм збудження, що перевищує номінальний, може викликати неприпустимий перегрів обмоток. Короткочасне (до хвилини) дворазове збільшення струму збудження, що використовується, наприклад, в електроприводах із живленням якірного кола від джерела струму, припустиме, однак внаслідок насичення магнітний потік при цьому збільшується незначно. При форсуванні (режим прискореного наростання магнітного потоку) припустиме короткочасне 2-3-кратне перевищення номінальної напруги збудження.

Швидкість за умовами механічної міцності нормально обмежена номінальним значенням з невеликим 20-30% припустимим перевищенням. Спеціальні двигуни, що призначені для роботи з ослабленим полем, допускають 3-4 - кратне перевищення номінальної швидкості.

Струм якоря – координата, що визначає надійність роботи електропривода. У тривалому режимі струм на всіх швидкостях не повинен перевищувати номінального значення при незалежному охолодженні двигуна – суцільні лінії зі штрихуванням на рис. 3.12. У двигунах, що охолоджуються власним вентилятором, у тривалому режимі необхідно знижувати струм на 30-40% при низьких швидкостях – пунктир на рис. 3.12, щоб уникнути неприпустимого перегріву. Короткочасні (секунди) перевантаження за струмом обмежуються умовами комутації машини; припустимі перевантаження звичайно не перевищують $(2-3)I_H$ (лінії з подвійним штрихуванням на рис. 3.12). З викладеного стає очевидним неприпустимість пуску електропривода постійного струму (крім мікроприводів) прямим включенням на номінальну напругу.

Момент при повному потоці має ті ж обмеження, що і струм якоря.

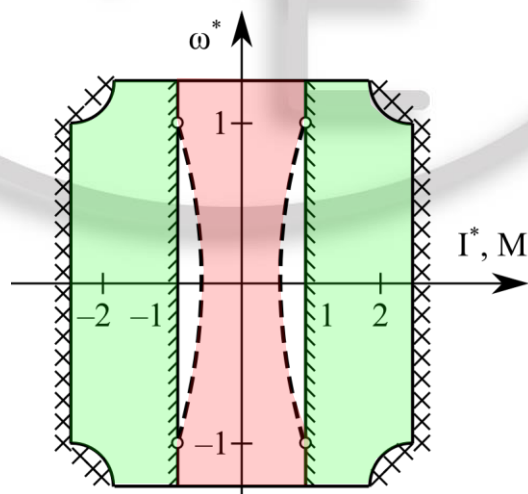


Рис. 3.12. Межі припустимих навантажень електропривода постійного струму

Таким чином, зона припустимих значень ω^*, I^*, M^* порівняно невелика, і рис. 3.12 дає про неї деяке уявлення: внутрішня область відноситься до тривалого режиму, зовнішня – до короточасних (секунди) перевантажень.

3.6. Регулювання координат у розімкнутих структурах

Реостатне регулювання – найпростіший і найвитратніший за енергією спосіб регулювання швидкості і/або моменту. При цьому, якщо живлення здійснюється від джерела напруги (рис. 3.13,а), то додаткові резистори включаються послідовно в якірне коло.

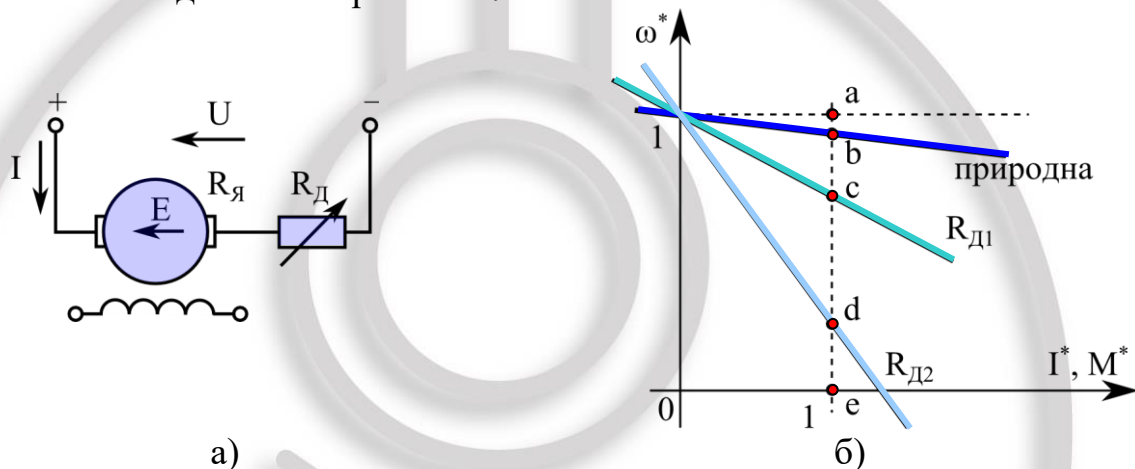


Рис. 3.13. Схема (а) і характеристики (б) при реостатному регулюванні двигуна незалежного збудження

Відповідно до (3.4) і (3.5) швидкість ідеального холостого ходу при вмиканні $R_{\text{Д}}$ не зміниться:

$$\omega_0 = \frac{U_H}{k\Phi_H},$$

а нахил характеристик, що визначається падінням швидкості під навантаженням $\Delta\omega = \frac{IR}{k\Phi_H} = \frac{MR}{(k\Phi_H)^2}$ буде збільшуватися пропорційно сумарному опору якірного кола $R = R_{\text{я}} + R_{\text{Д}}$.

Характеристики зручно аналізувати у відносних одиницях. З рівняння (3.15), за умови $I^* = \Phi^* = U^* = 1$ можна одержати

$$\omega^* = 1 - \Delta\omega^*, \quad (3.16)$$

де $\Delta\omega^* = \frac{I^* \cdot R^*}{\Phi^*} = R^*$ – відносне падіння швидкості під навантаженням;

$$\omega_0^* = \frac{U^*}{\Phi^*} = 1 - \text{відносна швидкість ідеального холостого ходу.}$$

Формули у відносних одиницях дозволяють досить просто будувати характеристику при відомому R або, навпаки, визначати R , якщо відома характеристика.

Наприклад, дані параметри природної характеристики: $\omega_0^* = 1$ і при струмі $I^* = 1$ відносне падіння швидкості $\omega_{H,E}^* = 0,9$. На штучній характеристиці з додатковим опором у якірному колі $M^* = I^* = 0,4$ і $\omega_{III}^* = 0,5$. Потрібно оцінити величину додаткового опору.

Розв'язання: З (3.15) треба $I^* R^* = \Delta \omega^*$. Звідки повний опір якірного кола у відносних одиницях

$$R_{\Sigma}^* = \frac{\Delta \omega^*}{I^*} = \frac{\omega_0^* - \omega_{III}^*}{I^*} = \frac{1 - 0,5}{0,4} = 1,25.$$

Різниця повного опору і опору якірних обмоток, що у цьому випадку пропорційна падінню швидкості при номінальному навантаженні

$$R_{Я}^* = 1 - \omega_{H,E}^* = 1 - 0,9 = 0,1.$$

Звідки

$$R_{Д} = R_{\Sigma}^* - R_{Я}^* = 1,25 - 0,1 = 1,15.$$

Завдання можна розв'язувати за допомогою графіків. Так, на рис. 3.13,б

$$R_{Я} = R_H \frac{ab}{ae}, \quad R_{Д,1} = R_H \frac{bc}{ae}, \quad R_{Д,2} = R_H \frac{cd}{ae},$$

$$R_{\Sigma} = R_{Я} + R_{Д,1} + R_{Д,2} = R_H \frac{ad}{ae}.$$

В електроприводі із двигуном послідовного збудження при $U = U_H$ (рис. 3.14,а) і відомій природній характеристиці

$$\omega_{II} = \frac{U_H - I(R_{Я} + R_3)}{k\Phi}$$

можна використати рівняння штучних характеристик при реостатному регулюванні

$$\omega_{III} = \frac{U_H - I(R_{Я} + R_3 + R_D)}{k\Phi}$$

і отримати співвідношення для розрахунку ω_{III} при заданому струмі:

$$\omega_{III} = \omega_{II} \cdot \frac{U_H - I(R_{Я} + R_3 + R_D)}{U_H - I(R_{Я} + R_3)}. \quad (3.17)$$

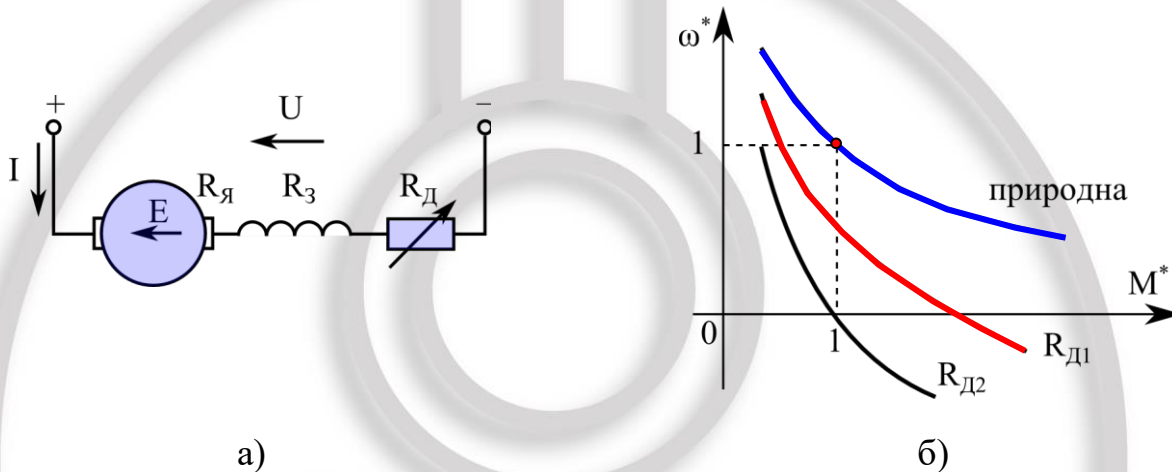


Рис. 3.14. Схема (а) і характеристики (б) при реостатному регулюванні

Механічна характеристика може бути побудована по заданій у паспорті залежності $M(I)$. Приблизний вигляд механічних характеристик при реостатному регулюванні показаний на рис. 3.14,б.

При живленні якірного кола від джерела струму ($I = const$) реостатне регулювання здійснюється вмиканням R_D паралельно якорю (рис. 3.15,а).

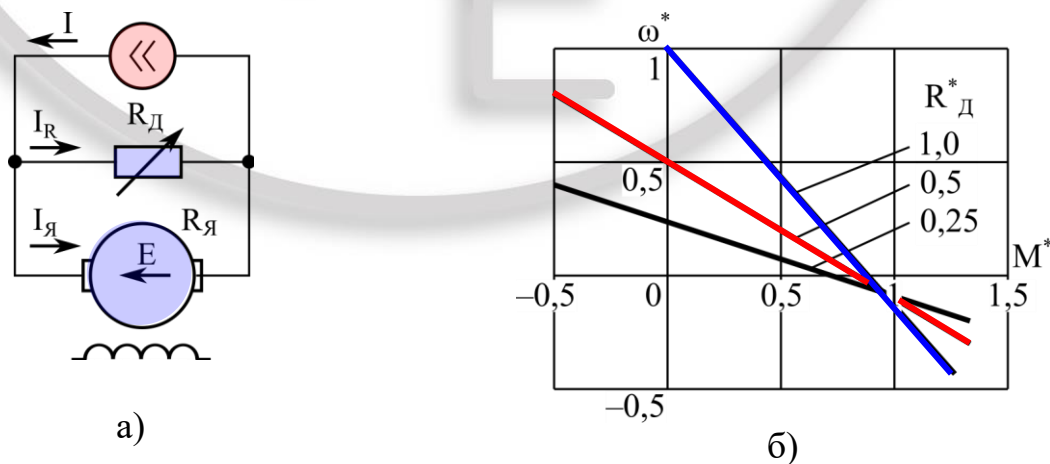


Рис. 3.15. Схема (а) і характеристики (б) при реостатному регулюванні в системі джерело струму – двигун

Характеристики при цьому істотно змінюються, з'являється можливість регулювати як момент, так і швидкість.

Для схеми на рис.3.15,а реостатні характеристики можна отримати з основних рівнянь (3.1) і (3.2)

$$M^* = I^*_я \Phi^*$$

і

$$E^* = \Phi^* \omega^*,$$

доповнених рівняннями для електричних кіл:

$$I^* = I^*_я + I^*_R$$

$$E^* = I_R^* R_D^* - I_я^* R_я^*.$$

Тут використаємо відносні величини, прийнявши за базові, як і раніше, U_H , I_H , Φ_H , ω_H .

Спільне рішення рівнянь дає:

$$\omega^* = \frac{I^* R_я^*}{\Phi^*} - \frac{M^* (R_я^* + R_D^*)}{(\Phi^*)^2}. \quad (3.18)$$

Наявність контуру якір – додатковий резистор, в якому реалізується дія ЕРС обертання E , приводить до характеристик, аналогічних традиційним, отриманих при живленні якоря від джерела напруги. Відмінність, однак, полягає в тому, що швидкість ідеального холостого ходу

$$\omega_0^* = \frac{I^* R_я^*}{\Phi^*}$$

тепер залежить від опору додаткового резистора R_D^* , а момент короткого замикання

$$M_{к.з.}^* = I^* \Phi^* \frac{R_я^*}{R_я^* + R_D^*} \approx I^* \Phi^*$$

при малих $R_я^*$, практично не залежить від R_D^* .

Таким чином, у системі джерело струму – двигун із шунтуючим резистором загальною точкою механічних характеристик при $\Phi = const$ і $R_D = var$ є точка

короткого замикання, тоді як у системі джерело напруги – двигун при $R_D = var$ – точка ідеального холостого ходу. Приклади механічних характеристик при зміні R_D ($\Phi = \Phi_H$) наведені на рис. 3.15,б. Напруга на виході джерела струму змінюється при $\Phi = const$ практично пропорційно швидкості:

$$U_{DC}^* = I_R^* R_{я}^* = \omega^* \Phi^* + \frac{M^* R_D^*}{\Phi^*} \approx \omega^* \Phi^* .$$

Із графіків рис. 3.15,б бачимо, що реостатне регулювання швидкості в системі джерело струму – двигун більш сприятливе при малих швидкостях, як з погляду жорсткості характеристик – вона тим вище, чим менше швидкість, так і з погляду втрат – вони зменшуються зі зменшенням швидкості.

Отже, якщо скористатися показниками, викладеними в гл.2, то отримаємо наступні оцінки реостатного способу регулювання.

1. Регулювання однозонне – вниз від основної швидкості, тому що вводячи R_D , ми збільшуємо $\Delta\omega$, і всі штучні характеристики в 1 квадранті розташовуються нижче природної.

2. Діапазон реостатного регулювання (2-2,5):1, за зміни M_c на 40-50%.

Стабільність швидкості низька, жорсткість характеристик падає з ростом R . З (2.5) маємо:

$$M = \frac{U_H c - \omega c^2}{R},$$

де $c = k\Phi_H$ (надалі, бажаючи підкреслити незмінність потоку збудження двигуна, часто будемо користуватися символом c).

Тоді $\beta = \frac{dM}{d\omega} = -\frac{c^2}{R} \equiv -\frac{1}{R}$. Така властивість реостатного регулювання часто

істотно ускладнює його використання: невелика випадкова зміна M_c на низьких швидкостях призводить до значної зміни ω .

3. Реостатне регулювання – східчає, тому що величина опору резистора в якірному колі допускає лише дискретну зміну. Отримання великої кількості щаблів утруднено, тому що вимагає великої кількості комутуючих апаратів (контакторів).

4. При прийнятих раніше припущеннях (зовнішній обдуг) вважається, що $M_{ПРИП} = M_H$ на будь-якій реостатній характеристиці, тому що магнітний потік незмінний.

5. Втрати енергії при регулюванні значні і пов'язані із глибиною регулювання. Це безпосередньо впливає зі способу регулювання: швидкість змінюється за рахунок включення резистора – елемента, що перетворює подану в

нього електричну енергію в тепло. Знайдемо кількісну оцінку втрат потужності (енергії) при реостатному регулюванні. Помноживши обидві частини рівняння (3.3) на I , отримаємо рівняння балансу потужностей

$$UI = EI + I^2 R,$$

де $UI = P_1$ – потужність, споживана з мережі;

$EI = P_{em}$ – електромагнітна потужність, перетворена в механічну;

$I^2 R = \Delta P$ – втрати потужності в якірному колі.

Виразивши U і E через магнітний потік і швидкість відповідно до (2.1) і використавши (2.2), будемо мати:

$$\Delta P = k\Phi\omega_0 I - k\Phi\omega I = M\omega_0 - M\omega = M(\omega_0 - \omega) = P_1 \Delta\omega^* \quad (3.19)$$

Цей результат – втрати потужності, що пропорційна відносному перепаду швидкості – дуже важливий і, як ми побачимо далі, універсальний, та може бути застосований до ряду інших випадків.

6. Капітальні витрати на реостатне регулювання порівняно невеликі: до двигуна додається лише недорогий резистор і комутаційна апаратура.

Оцінюючи реостатне регулювання за всіма показниками, неважко побачити, що це досить недосконалий спосіб регулювання. Разом з тим, він усе ще широко застосовується на практиці (підйомно-транспортні установки, загальнопромислові механізми тощо) у випадках, коли джерелом живлення є мережа постійного струму. Це пояснюється практичною відсутністю донедавна інших можливостей регулювати швидкість униз від основної при $U = U_n = \text{const}$.

Різновидом реостатного регулювання при $U = U_n$ є схеми із шунтуванням якоря двигуна, що дещо розширює регулювальні можливості.

Відмінність цього способу від раніше розглянутого полягає в тому, що в першому випадку при ідеальному холостому ході двигуна напруга на якорі дорівнює напрузі мережі для всіх реостатних характеристик і не залежить від опору якірного кола. У схемі із шунтуванням при $M_c = 0$ напруга на якорі двигуна менше напруги мережі, і тому швидкість ідеального холостого ходу знижується залежно від співвідношення опорів R_d і R_{III} .

Вмикання резисторів в якірне коло здійснюється для обмеження струму в перехідних режимах, оскільки, як підкреслювалося, $I_{дод} = (2,5-3)I_n$, тоді як на природній характеристиці $I_{к.з} = (20-50)I_n$.

Схема силових кіл при пуску та реверсі наведена на рис. 3.16,а, якій відповідає діаграма $\omega(M)$ – рис. 3.16,б.

Побудувавши природні характеристики та встановивши $M_1 \leq M_{дод}$,

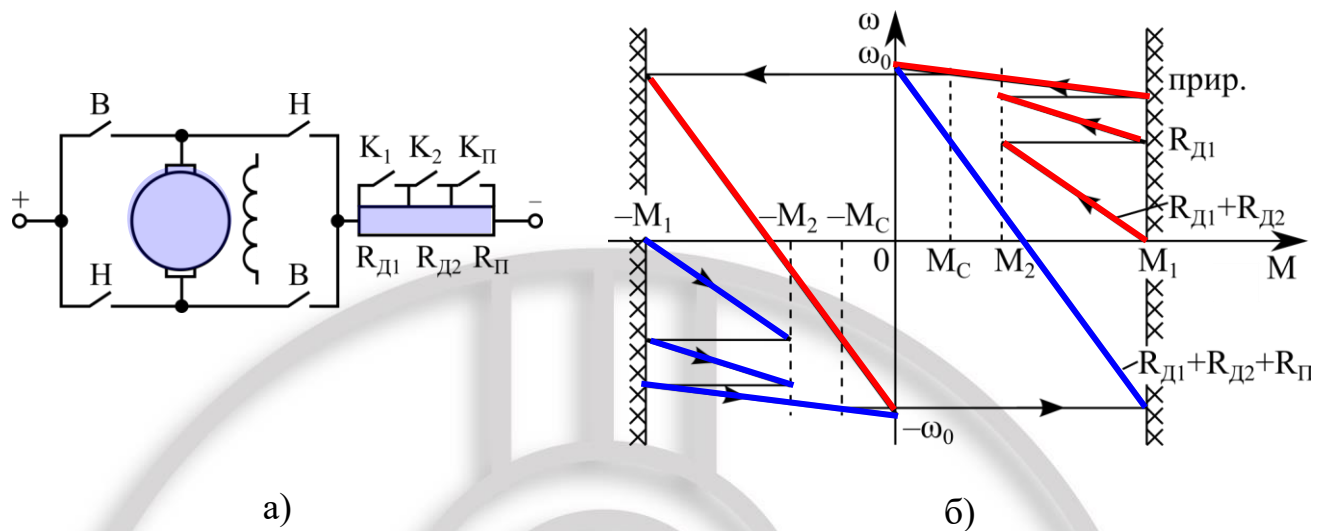


Рис. 3.16. Схема реостатного пуску – реверсу двигуна постійного струму незалежного збудження (а) і пускова діаграма (б)

підбирають штучні характеристики так, щоб $M_2 > M_c$. У прикладі показані дві пускові ($R_{Д1}$ та $R_{Д1} + R_{Д2}$) і одна гальмівна ($R_{Д1} + R_{Д2} + R_{П}$) характеристики.

Контакти контакторів B і H визначають напрямок обертання, ключі K_1 , K_2 і $K_{П}$, при розімкненні, вводять у коло відповідні резистори. Стрілками на діаграмі позначений хід процесів пуску і реверса. Резистори $R_{Д1}$, $R_{Д2}$ і $R_{П}$ можуть залучатись також з метою регулювання швидкості.

Регулювання координат зміною магнітного потоку

Схема включення двигуна для регулювання швидкості зміною магнітного потоку наведена на рис. 3.17. Вважатимемо, що якірне коло двигуна без будь-яких додаткових резисторів підключене до джерела з напругою $U = U_n$, а коло збудження живиться від підсилювача – збудника B (рис. 3.17) або в найпростішому випадку від того ж джерела через додатковий резистор. Нормальні електричні машини розраховані таким чином, що номінальному струму збудження відповідає магнітний потік на коліні кривої намагнічування. Типова усереднена крива намагнічування для ряду машин показана на рис. 3.18. Виходячи з того, що $I_{вн}$ відповідає припустимому нагріванню обмоток збудження, при регулюванні швидкості в умовах тривалої роботи струм збудження можна тільки зменшувати.

Електромеханічні та механічні характеристики двигуна при ослабленні поля показані на рис. 3.19 (неробочі ділянки зображені пунктирними лініями).

Швидкість ідеального холостого ходу $\omega_0 = \frac{U}{k\Phi}$ зростає зі зменшенням потоку.

Оскільки струм короткого замикання не залежить від ступеня ослаблення поля, всі

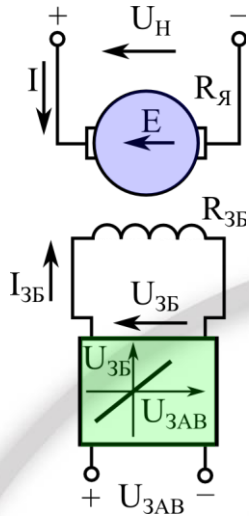


Рис. 3.17. Схема електропривода з регулюванням швидкості зміною магнітного потоку

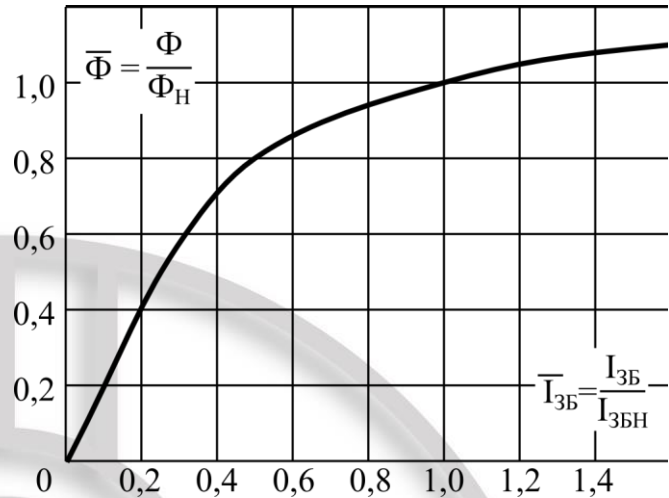


Рис. 3.18. Типова крива намагнічування машини постійного струму

електромеханічні характеристики перетинаються в одній точці $I_{к.з.} = \frac{U_H}{R_я}$ (слід пам'ятати, що струм короткого замикання для нормальних машин може в багато разів перевершувати припустимий). Момент короткого замикання $M_{к.з.} = k I_{к.з.} \Phi$ зменшується зі зменшенням потоку (рис. 3.19,б).

При живленні якірного кола від джерела струму зміна магнітного потоку, як виходить з (3.7), дозволяє регулювати момент від $-M_H$ до $+M_H$ при вертикальних механічних характеристиках.

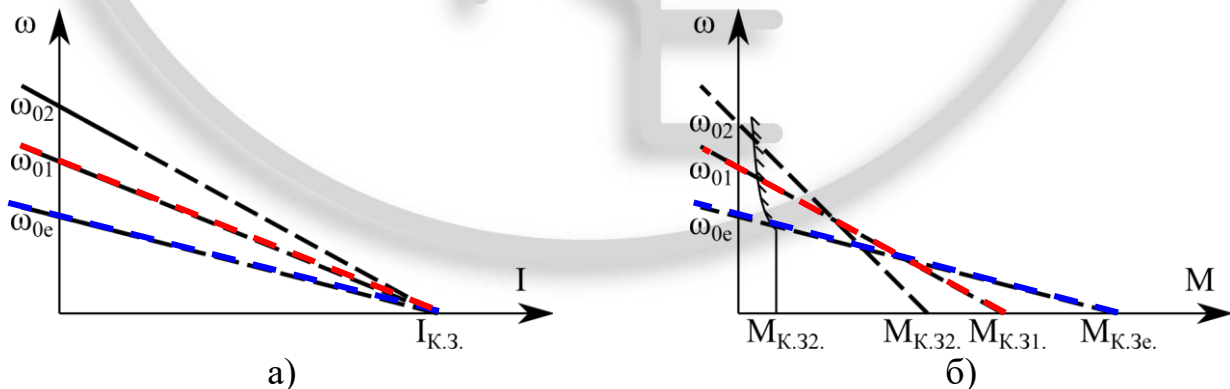


Рис. 3.19. Характеристики двигуна постійного струму при ослабленні поля

Зробимо оцінку регулювання зміною магнітного потоку.

Регулювання швидкості при $U = const$ однозонне – вище від основної швидкості. Це головний недолік способу, що істотно обмежує область його

застосування. Спосіб зазвичай застосовується у сполученні з іншими, що дозволяють регулювати швидкість униз від основної. Стабільність швидкості відносно висока – характеристики жорсткі (варто пам'ятати, що $I_{к.з} = (20-50)I_H$).

Регулювання моменту при $I = const$ – у широких межах від $-M_H$ до $+M_H$.

1. Діапазон регулювання швидкості може бути значним – до (3-4): 1.
2. Регулювання швидкості плавне; можна отримати характеристики, розташовані як завгодно близько одна від одної.
3. У зв'язку з тим, що регулювання швидкості при $U = const$ досягається зменшенням магнітного потоку, $M_{nrun} = k I_H \Phi < M_H$ на штучних характеристиках (лінія штрихуванням рис. 3.19,б). З рівняння (3.4), в якому $I = I_{nrun} = I_H$, знаходимо:

$$k\Phi = \frac{U_H - I_H R_{Я}}{\omega},$$

тоді

$$M_{nrun} = I_H \frac{U_H - I_H R_{Я}}{\omega}$$

або

$$P_{nrun} = M_{nrun} \omega = U_H I_H - I_H^2 R_{Я} = const,$$

тобто при даному способі регулювання припустима потужність, що знімається з валу машини на штучних характеристиках, буде незмінною.

Простота реалізації розглянутого способу регулювання і відсутність додаткових елементів у силовому колі, в яких розсіюється енергія, роблять спосіб досить ефективним з економічної точки зору: регулювання не супроводжується додатковими втратами енергії.

Капітальні витрати на регулювання також досить низькі, що пов'язано з малою потужністю кола збудження (на 1,5-2 порядки менше ніж потужність двигуна).

Регулювання швидкості зміною напруги на якорі

Схема електропривода, що забезпечує регулювання напруги на якорі, показана на рис. 3.20,а. Цей спосіб регулювання передбачає використання силового керованого перетворювача, установлена потужність якого перевищує потужність двигуна. З рівнянь (3.4) і (3.5) виходить, що при зміні U (у цьому випадку E_n) пропорційно змінюється лише ω_0 , а $\Delta\omega$ не залежить від U , тобто

сімейство штучних характеристик при $k\Phi = k\Phi_H = c$ – паралельні прямі з нахилом трохи більшим ніж у природної характеристики двигуна, оскільки $R = R_{\text{я}} + R_n$ – рис. 3.20,б; вважається, що КП має двосторонню провідність.

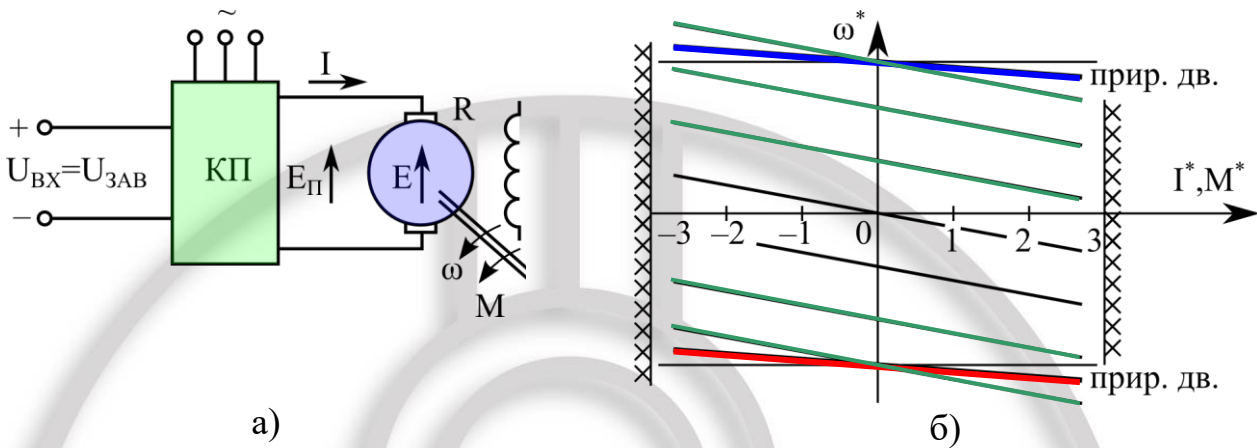


Рис. 3.20. Схема (а) і характеристики (б) при регулюванні швидкості двигуна постійного струму зміною напруги

Рівняння характеристик:

$$\omega = \frac{KU_{BX}}{c} - \frac{I(R_{\text{я}} + R_n)}{c}$$

і

$$\omega = \frac{KU_{BX}}{c} - \frac{M(R_{\text{я}} + R_n)}{c^2}, \quad (3.20)$$

де $K = \frac{E_n}{U_{BX}}$ – коефіцієнт передачі КП.

Властивості КП впливають на вид характеристик. Так, при використанні перетворювачів з однобічною провідністю ($I > 0$) характеристики розташовуються лише в I і IV квадрантах.

Виконаємо оцінку розглянутого способу регулювання швидкості.

1. Регулювання одностороннє, вниз від основної швидкості.

Діапазон регулювання в розімкненій структурі (8-10):1, стабільність швидкості досить висока.

Регулювання плавне.

$M_{\text{нр}} = M_n$, тому що $k\Phi = k\Phi_H = c$

Спосіб економічний в експлуатації, оскільки не залучаються додаткові резистори, що розсіюють енергію. Крім того, як буде показано нижче, при керуванні

напругою вдається істотно знизити втрати енергії в перехідних процесах і забезпечити найбільш сприятливе їх протікання.

Капітальні витрати визначаються типом задіяного КП. Слід зазначити, що при керуванні напругою зникає необхідність у пускових і гальмівних резисторах з відповідною комутаційною апаратурою. Спосіб часто використовується в поєднанні з ослабленням поля і є основним при побудові замкнених структур електропривода.

3.7. Регулювання координат у замкнених структурах

Наявність в електроприводі керованого перетворювача, що живить якірне коло або коло збудження, що має один або кілька входів і досить високий коефіцієнт передачі, відкриває широкі можливості формування необхідних штучних характеристик за рахунок *замикання системи*, тобто подачі на вхід як *сигналу завдання*, так і сигналу зворотного зв'язку координати, що повинна стабілізуватись.

Принцип дії замкнених систем автоматичного регулювання координати розглянемо на декількох найпростіших прикладах.

Система КП-Д, замкнена за швидкістю

Якщо жорсткість характеристик у розімкненій системі КП-Д виявляється недостатньою для будь-якого технологічного процесу, вона може бути підвищена за допомогою замикання системи за швидкістю, тобто використання *негативного зворотного зв'язку за швидкістю* – рис. 3.21,а.

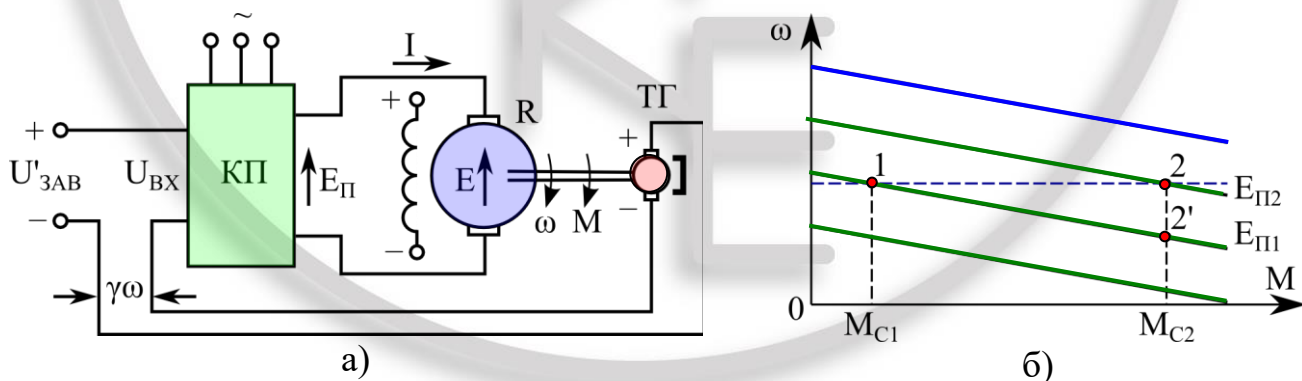


Рис. 3.21. Схема (а) і характеристики (б) електропривода постійного струму, замкненого за швидкістю

До розімкненої системи (рис. 3.20,а) доданий вимірювальний орган – тахогенератор ТГ, сигнал якого $E_{ТГ} = \gamma\omega$ дорівнює сигналу завдання, $U'_{зав}$, а різниця $U'_{зав} - \gamma\omega$ подається на вхід перетворювача (негативний зворотний зв'язок за швидкістю). Завдяки цьому ЕРС перетворювача тепер визначається не тільки

завданням, але і фактичною швидкістю обертання. Нехай привод працював у точці 1 (рис. 3.21,б), а потім момент опору збільшився до значення M_{c2} .

У розімкненій схемі цій зміні відповідала б точка 2', тому що зміна M_c не призводила б до зміни ЕРС перетворювача. У замкненій системі зменшення швидкості спричинить зростання вхідного сигналу

$$U_{вх} = U'_{зав} - \gamma\omega, \quad (3.21)$$

тобто при E_{n2} , M_{c2} привод перейде на характеристику, що відповідає $E_{n2} > E_{n1}$ і буде працювати в точці 2. У розглянутій схемі $\omega_2 < \omega_1$, тому що збільшення $U_{вх}$, а значить і E_n можливо лише за рахунок деякого зменшення ω . Такі системи називають статичними, на відміну від астатичних, де $\Delta\omega = 0$.

Отримаємо рівняння механічної характеристики в замкненій системі. Для цього в рівняння (3.20) для розімкненої системи підставимо рівняння замикання системи (3.21), і після простих перетворень знаходимо:

$$\omega = \frac{KU'_{зав}}{c \left(1 + \frac{K\gamma}{c}\right)} - \frac{MR_{\Sigma}}{c^2 \left(1 + \frac{K\gamma}{c}\right)}. \quad (3.22)$$

Прирівнюючи вирази для ω_0 в замкненій і розімкненій системах матимемо:

$$U'_{зав} = U_{зав} \left(1 + \frac{K\gamma}{c}\right),$$

тобто для отримання однієї і тієї ж ω_0 напруга завдання у замкненій схемі повинна бути взята більшою.

Протиставивши рівняння для $\Delta\omega$, отримаємо:

$$\Delta\omega_{зам} = \frac{\Delta\omega_{роз}}{1 + \frac{K\gamma}{c}},$$

тобто перепад швидкості при однакових навантаженнях у замкненій системі зменшився в $\left(1 + \frac{K\gamma}{c}\right)$ раз.

Система КП-Д з нелінійним зворотним зв'язком за моментом

Нехай потрібно обмежити момент, що розвивається двигуном, деякої граничної величини $M_{ГРАН}$. У системі КП-Д цю задачу можна вирішити, знижуючи

ЕРС перетворювача при досягненні моментом величини $M_{ГР\Delta H}$. Як вже було зазначено вище, ця операція виконується автоматично, якщо використовувати відповідний зворотний зв'язок. У цьому випадку доцільно використати зворотний зв'язок за моментом або за струмом, що йому пропорційний ($\Phi = const$), причому цей зв'язок повинен вступати в дію лише при досягненні струмом деякого заданого значення. Такі зворотні зв'язки називають нелінійними або зв'язками з відсічкою. Найпростіша схема системи КП-Д з негативним зворотним зв'язком за струмом з відсічкою показана на рис. 3.22,а.

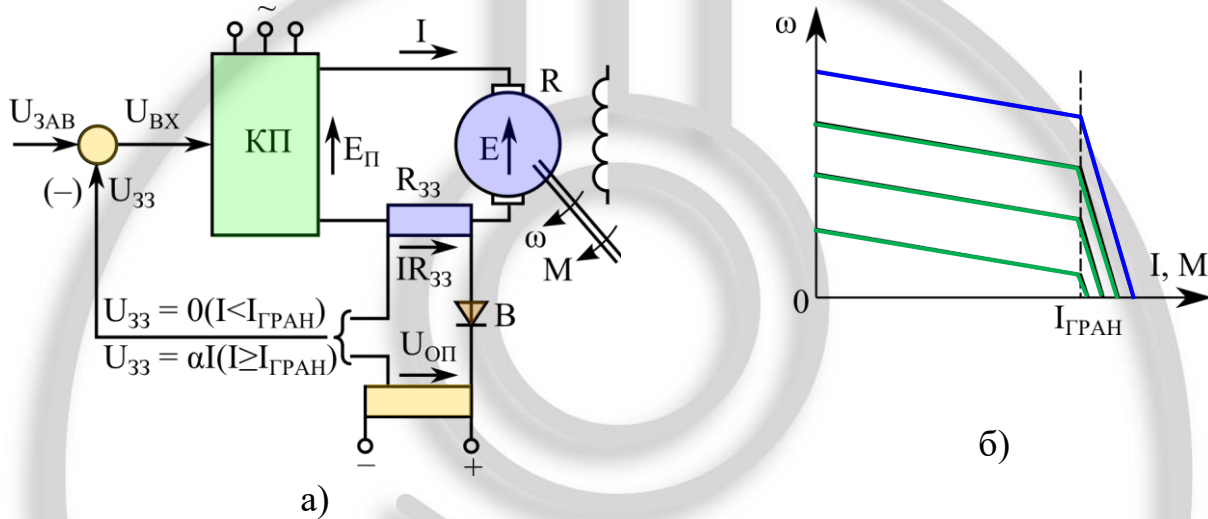


Рис. 3.22. Схема (а) і характеристики (б) електропривода постійного струму з негативним зворотним зв'язком за струмом з відсічкою

На вхід керованого перетворювача при $I < I_{ГР\Delta H}$ надходить лише сигнал завдання, оскільки сигнал зворотного зв'язку за струмом замкнений вентилем В ($IR_{33} < U_{он}$). При досягненні моментом величини $M_{ГР\Delta H}$ негативний зворотний зв'язок за струмом починає діяти, тобто

$$U_{вх} = U_{зав} - \alpha I,$$

завдяки чому знижується E_n і зростання моменту обмежується. Зміною $U_{зав}$ можна встановити необхідну характеристику – рис. 3.22,б, а зміною $U_{он}$ – задати потрібний граничний момент.

Замкнена система джерело струму – двигун

При живленні якірного кола від некерованого джерела струму ($I = const$) електропривод, як відзначалося, має властивість керованого колом збудження “джерела моменту”, тобто має в розімкненій структурі вертикальні механічні характеристики. Ця обставина дуже зручна для побудови замкнених структур: виключення дії ЕРС обертання дозволяє просто формувати будь-які

характеристики за допомогою використання відповідних зворотних зв'язків. Покажемо це на простих прикладах.

У схемі рис. 3.23,а негативний зворотній зв'язок за швидкістю увімкнений на збудник, що має характеристику з обмеженням; нагадаємо, що встановлена потужність збудника набагато менша за потужність двигуна. У припущенні, що характеристики $\Phi(U_{36})$ і $U_{36}(U_{6x})$ на робочих ділянках лінійні, маємо:

$$M = KU_{6x},$$

але, у свою чергу,

$$U_{6x} = U_{зав} - U_{зз} = U_{зав} - \gamma\omega.$$

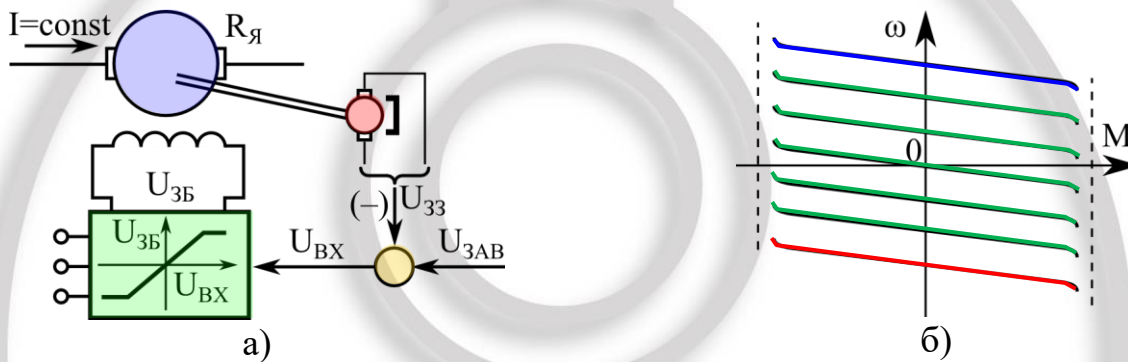


Рис. 3.23. Схема (а) і характеристики (б) системи джерело струму – двигун, замкненої за швидкістю

Вирішивши рівняння відносно ω , отримаємо:

$$\omega = \frac{U_{зав}}{\gamma} - \frac{M}{K\gamma}, \quad (3.23)$$

т.ч. будемо мати сімейство паралельних характеристик (рис. 3.23,б), обмежених за допомогою характеристики збудника заданою величиною моменту.

Використавши *негативний зворотний зв'язок за напругою на якорі* або не враховуючи $Rя$ – замкнена система за ЕРС обертання – рис. 3.24,а, матимемо

$$U_{6x} = U_{зав} - \alpha E = U_{зав} - \frac{\alpha M \omega}{I} = U_{зав} - \alpha' M \omega,$$

звідки, підставивши в рівняння для моменту, знайдемо:

$$\omega = \frac{U_{зав}}{\alpha' M} - \frac{1}{K\alpha'}.$$

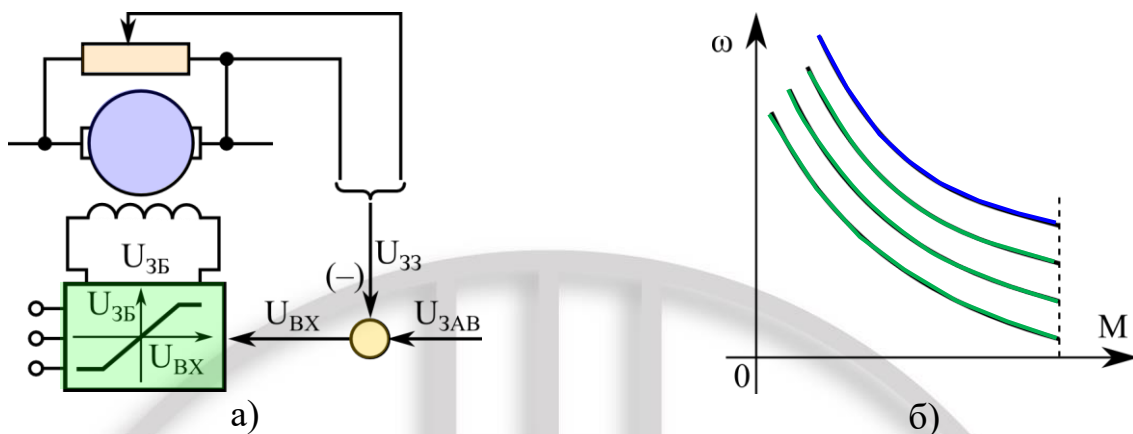


Рис. 3.24. Схема (а) і характеристики (б) системи джерело струму – двигун, замкненої за напругою на якорі

Таким чином, у цій структурі механічні характеристики мають вигляд гіпербол – рис. 3.24,б, тобто стабілізується потужність, що розвивається двигуном.

Наведені приклади ілюструють багаті можливості отримання штучних механічних характеристик будь-якої необхідної форми за допомогою використання відповідних зворотних зв'язків.

Слід зазначити, що в системі джерело струму – двигун замикання системи дозволяє поширити ощадливий спосіб регулювання зміною магнітного потоку на всю область ω - M , тобто зробити регулювання двозонним із широкими функціональними можливостями.

Однак, варто також мати на увазі, що розглянуті прийоми відносяться лише до отримання статичних характеристик і не враховують динамічних особливостей системи, які в ряді випадків можуть вимагати додаткових зусиль для отримання задовільних результатів.

3.8. Технічні реалізації. Застосування

Керований перетворювач КП в електроприводах, регульованих зміною напруги, може бути виконаний на основі або регульованого електромашинного агрегату, або керованого випрямляча.

У першому випадку електропривод називається “система генератор-двигун” (Г-Д) – рис. 3.25. Це традиційне технічне рішення, що зазвичай застосовувалося при значних потужностях (сотні кіловат і вище). ЕРС генератора Г, що обертається із практично незмінною швидкістю ω_2 приводним асинхронним або синхронним двигуном ПД, служить джерелом живлення якорного кола двигуна Д. Оскільки

$$E_2 = k_2 \Phi_2 \omega_2,$$

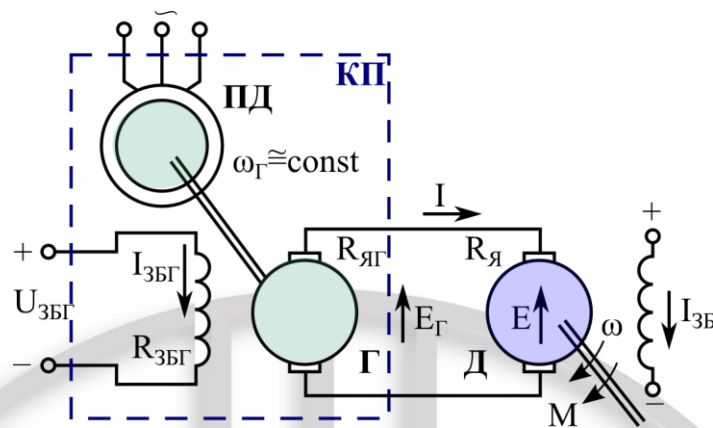


Рис. 3.25. Система генератор – двигун

його можна змінювати, впливаючи на напругу кола живлення $U_{збг} = U_{вх}$.

До очевидних і важливих переваг такої реалізації КП належать двостороння провідність генератора, тобто природна можливість працювати в усіх чотирьох квадрантах, відсутність викривлення напруги мережі живлення, високий коефіцієнт потужності.

Недоліки – дві додаткові обертові машини, необхідність обслуговувати генератор, інерційність кола керування.

Система Г-Д дотепер знаходить застосування в металургії, потужних екскаваторах тощо.

У другому випадку, що став в останні десятиліття основним, КП являє собою статичний пристрій – *керований випрямляч* (рис. 3.26), зібраний на тиристорах, що включаються схемою керування СК із затримкою на кут α проти моменту природного включення, завдяки чому

$$E_{\alpha} = E_{\alpha 0} \cos \alpha,$$

де $E_{\alpha 0}$ – середнє значення ЕРС некерованого випрямляча ($\alpha = 0$).

В електроприводі використовуються всі типи керованих випрямлячів – однофазні, трифазні, багатофазні; мостові та нульові; нереверсивні і реверсивні.

Переваги КП, виконаних таким чином, – відсутність обертових машин, що не вимагають обслуговування, мають високу швидкодію. Недоліки – низький коефіцієнт потужності

$$\cos \varphi \approx \cos \alpha,$$

викривлення напруги живильної мережі, яке важко компенсується при значних потужностях, необхідність у двох комплектах клапанів для роботи в чотирьох квадрантах, потреба у згладжувальних і зрівняльних реакторах, які підвищують масо-габаритні показники конструкції.

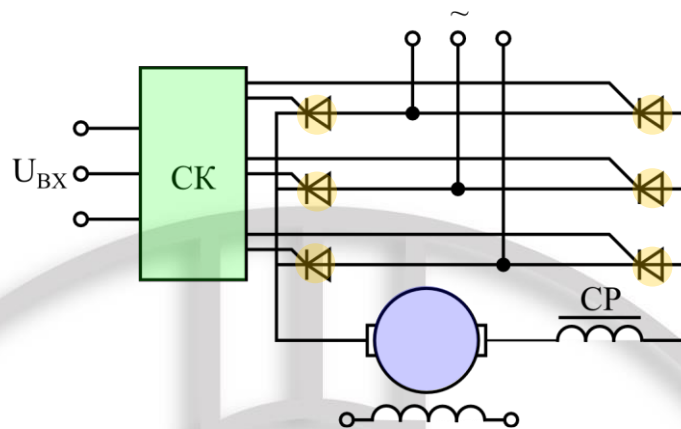


Рис. 3.26. Система тиристорний перетворювач - двигун (ТП-Д)

Система тиристорний перетворювач-двигун (система ТП-Д) є штатним технічним рішенням практично скрізь, де використовується електропривод постійного струму, що лише в останні роки активно витісняється частотно-регульованим асинхронним електроприводом.

Джерело струму ($I = \text{const}$) в системі “джерело струму - двигун” також може бути організоване на основі керованого випрямляча із сильним негативним зворотним зв’язком за струмом, і таке схемне рішення має всі перераховані вище недоліки.

Цікаві параметричні джерела струму, що виконані на основі резонансних LC -кіл. Розглянемо коротко принцип дії таких джерел струму – індуктивно-ємнісних перетворювачів (ІЄП) на прикладі схеми, зображеної на рис. 3.27,а. Схема складається із трьох однакових реакторів змінного струму з реактивним опором x і трьох однакових батарей конденсаторів з реактивним опором x_C . Точки A, B, C підключені до симетричної трифазної мережі змінного струму з напругою $U_{1Л}$; до точок a, b, c підключене навантаження – три однакові резистори, з’єднані у зірку, притому величина їхнього опору може змінюватися від нуля до $R_{2\text{макс}}$. В електроприводі навантаженням є якорь двигуна, включений через некерований випрямляч (рис. 3.27,б), тоді

$$I_d = \frac{I_2}{0,76}, \quad U_d = \frac{U_2}{0,44}.$$

Принцип дії ІЄП заснований на явищі резонансу напруг у LC -колі. Вважатимемо, що $U_{1Л} = \text{const}$, $f = \text{const}$, $x = x_C = x_{p.e}$, а активні опори реакторів і конденсаторів не враховуються з причини їх малої величини. Оскільки схема симетрична, розглянемо лише одну фазу; струми та напруги в інших фазах будуть мати відповідно однакові амплітуди, але будуть зміщені по фазі на $2\pi/3$.

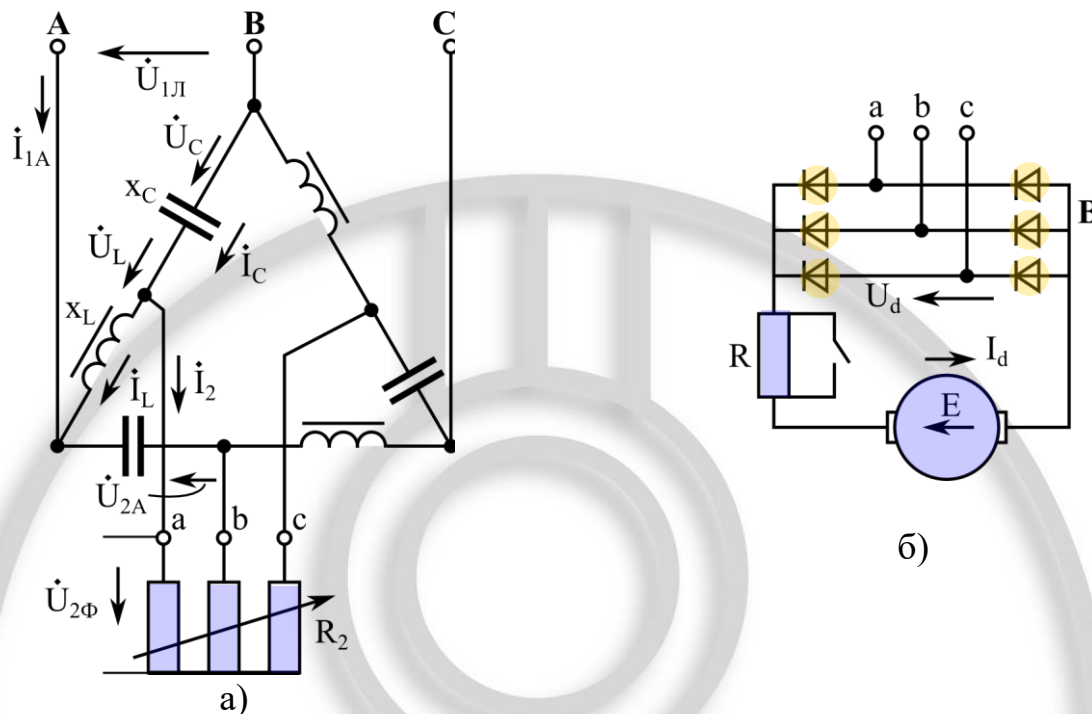


Рис. 3.27. Схема індуктивно-ємнісного перетворювача, навантаженого резисторами (а) і підключення двигуна (б)

Для схеми рис. 3.27,а справедливі наступні рівняння, які записані в комплексних величинах:

$$\dot{U}_{1'} = \dot{U}_C + \dot{U}_L; \quad \dot{I}_2 = \dot{I}_C - \dot{I}_L; \quad \dot{I}_C = \frac{\dot{U}_C}{-jx_C}; \quad \dot{I}_L = \frac{\dot{U}_L}{jx_L}.$$

Розв'яжемо ці рівняння з урахуванням однаковості реактивних опорів:

$$\dot{I}_2 = j \frac{\dot{U}_{1'}}{x_{p.e}}, \quad (3.25)$$

тобто струм I_2 не залежить від величини R_2 , а визначається лише величинами $U_{1\phi}$ і $x_{p.e}$ — схема відносно навантаження має властивості джерела струму.

Характеристики джерела струму рис. 3.27,а показані на рис. 3.28 у відносних одиницях, де за базові прийняті I_2 і $U_{1\phi}$.

Розглянутий пристрій відрізняється простотою, високою надійністю, високими техніко-економічними показниками, незначною мірою викривляє при

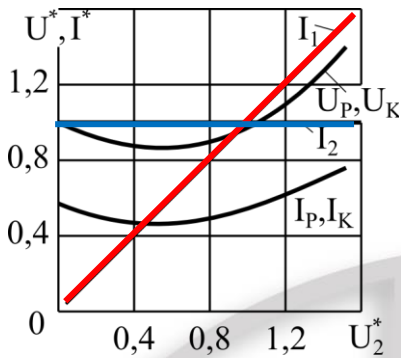


Рис. 3.28. Характеристики індуктивно-ємнісного перетворювача

роботі на некерований випрямляч напругу мережі, не має потреби в трансформаторі для узгодження напруг мережі та навантаження.

Електроприводи за системою “джерело струму – двигун”, практично не відомі за кордоном, успішно застосовуються у вітчизняній практиці в установках, що транспортують гнучку стрічку, смугу, нитку, жилу кабелю з підтримкою натягу за будь-якої швидкості (кабельна, текстильна промисловість, металургія), у спеціальних лебідках з дозованим зусиллям, у навантажувальних пристроях дослідних стендів для створення заданих умов навантаження випробуваних двигунів, муфт, трансмісій тощо.

Ми досить докладно розглянули електроприводи постійного струму, незважаючи на те, що вони в останні роки помітно здали свої позиції. Якщо донедавна практично всі регульовані електроприводи виконувалися як електроприводи постійного струму, то, на думку європейських експертів, в останні роки вони складуть лише 15% всіх регульованих електроприводів: їхнє місце в багатьох застосуваннях займає частотно-регульований асинхронний привод.

Разом з тим, вивчення електропривода постійного струму дозволяє краще зрозуміти деякі загальні питання: енергетичні режими, регулювання координат, обмеження, що накладають на координати тощо. До того ж у сучасних регульованих електроприводах змінного струму з векторним керуванням намагаються наблизитись до властивостей електропривода постійного струму – і в цій частині його вивчення корисно.

ПЕРЕЛІК ПИТАНЬ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЮ

1. Основні рівняння двигуна постійного струму незалежного збудження.
2. Рівняння руху у контексті використання для ДПС.
3. Механічна та електромеханічна характеристика ДПС при живленні від джерела напруги.
4. Рівняння балансу потужностей у системі ДПС. Режими К.З. та Х.Х.
5. Генераторний режим роботи ДПС паралельно з мережею.
6. Генераторний режим роботи ДПС послідовно з мережею.
7. Генераторний режим роботи ДПС незалежно від мережі.
8. Характеристики і режими при живленні ДПС від джерела струму.
9. Характеристики ДПС при послідовному збудженні.
10. Особливості схемного рішення ДПС в режимі динамічного самозбудження.
11. Технічні обмеження координат ДПС.
12. Реостатний метод регулювання швидкості у розімкненій системі керування ДПС з незалежним збудженням. Переваги та недоліки.
13. Реостатний метод регулювання швидкості у розімкненій системі керування ДПС з послідовним збудженням. Переваги та недоліки.
14. Методи реверсування швидкості ДПС.
15. Регулювання швидкості методом зміни магнітного потоку ДПС. Недоліки та переваги.
16. Регулювання швидкості методом зміни напруги мережі живлення ДПС. Недоліки та переваги.
17. Замкнена система регулювання швидкості ДПС.
18. Замкнена система регулювання ДПС з нелінійним зворотнім зв'язком за струмом або моментом.
19. Замкнена система джерело струму – двигун.
20. Технічна реалізація електромеханічної системи Г-Д.
21. Технічна реалізація електромеханічної системи ТП-Д.
22. Схема індуктивно-ємнісного перетворювача, що навантажений резисторами.

IV. ЕЛЕКТРОПРИВОДИ ЗМІННОГО СТРУМУ

4.1. Прості моделі асинхронного електропривода

Принцип дії асинхронної машини в самому загальному випадку полягає в наступному: один з елементів машини (статор) використовується для створення магнітного поля, що рухається з певною швидкістю, а в замкнених пасивних контурах іншого елемента (ротора) – наводиться ЕРС, що викликає протікання струмів і утворення сил (моментів) внаслідок їхньої взаємодії з магнітним полем. Всі ці явища мають місце при несинхронному (асинхронному) русі ротора відносно поля, що і надало машинам такого типу назву – асинхронні.

Статор зазвичай виконаний у вигляді декількох розташованих у пазах котушок, а ротор – у вигляді “білячої клітки” (короткозамкнений ротор) або у вигляді декількох котушок (фазний ротор), які з’єднані між собою і виведені на кільця, що розташовані на валу та за допомогою щіток, які ковзають по кільцях можуть бути замкнені на зовнішні резистори.

Незважаючи на простоту фізичних явищ і матеріалізацію їх конструктивів повний математичний опис процесів в асинхронній машині досить складний:

по-перше, всі напруги, струми, потокозчеплення – це змінні величини, які характеризуються частотою, амплітудою, фазою або векторними параметрами;

по-друге, взаємодіють контури, що рухаються, взаємне розташування яких змінюється у просторі;

по-третє, магнітний потік нелінійно пов’язаний зі струмом намагнічування (проявляється насичення магнітного кола), а активні опори роторного кола залежать від частоти (ефект витиснення струму) при цьому опори всіх кіл залежать від температури тощо.

У загальному випадку для машини, що має p пар полюсів ($p = 1, 2, 3, \dots$), синхронна кутова швидкість ω_0 , рад/с і обертання магнітного поля, визначиться як

$$\omega_0 = \frac{2\pi f_1}{p}; \quad (4.1)$$

для частоти обертання n_0 об/хв, будемо мати:

$$n_0 = \frac{60 f_1}{p}, \quad (4.2)$$

т.ч. при живленні від мережі $f_1 = 50$ Гц синхронна частота обертання може бути 3000, 1500, 1000, 750, 600... об/хв залежно від конструкції машини.

Вирази (4.1) і (4.2) мають принциповий характер: вони показують, що для даної машини є лише одна можливість змінювати швидкість обертання магнітного поля – змінювати частоту джерела живлення f_1 .

Процеси при $\omega = \omega_0$

Нехай ротор обертається зі швидкістю $\omega = \omega_0$, тобто його обмотки не перетинають силових ліній магнітного поля, і він не робить істотного впливу на процеси.

У досить грубому, але іноді корисному наближенні можна представити обмотку фази статора як деяку ідеальну котушку, до якої прикладена змінна напруга $u_1 = U_{m1} \sin \omega t$.

Змінні, що змінюються синусоїдально, позначаються малими літерами, їхні діючі значення – великими літерами, а векторні величини – великими літерами із крапкою нагорі.

Очевидно, що прикладена напруга $\dot{U}_1$ врівноважується ЕРС самоіндукції $\dot{E}_1$ (рис. 4.1, а, б)

$$E_1 = 4,44 \Phi f_1 w_1 k_{OB}, \quad (4.3)$$

де w_1 – число витків обмотки; k_{OB} – коефіцієнт, що залежить від конкретного виконання обмотки.

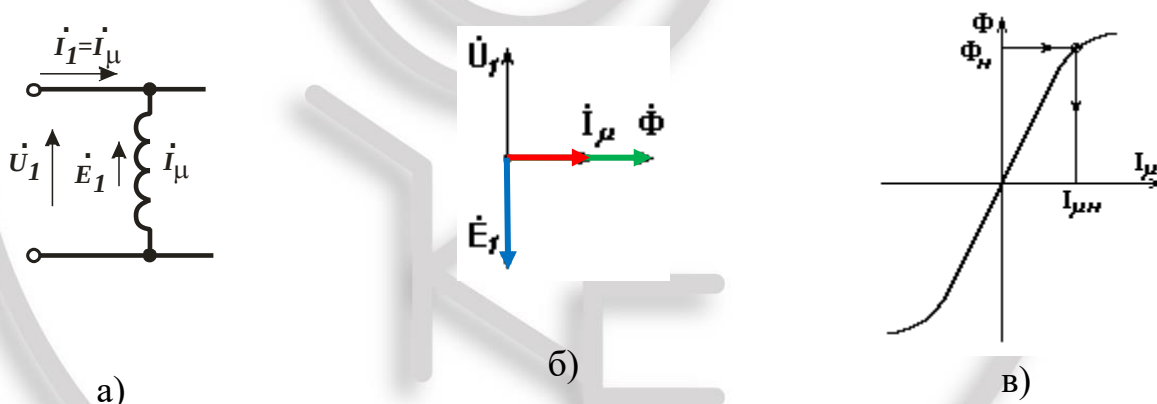


Рис. 4.1. Ідеалізована модель асинхронної машини при $\omega = \omega_0$ (а), векторна діаграма (б) і крива намагнічування (в)

Можна приблизно вважати, що магнітний потік визначається прикладеною напругою, частотою та параметрами обмотки:

$$\Phi = \frac{U_1}{4,44 f_1 w_1 k_{OB}} \equiv \frac{U_1}{f_1}. \quad (4.4)$$

Струм в обмотці (фазі) статора як струм намагнічування визначиться при цьому лише магнітним потоком і характеристикою намагнічування машини (рис. 4.1, в):

$$I_1 = I_{10} = I_{\mu}.$$

У серійних машинах при $U_1 = U_{1H}$ і $f_1 = f_{1H}$, при номінальному магнітному потоці, струм холостого ходу I_{10} становить зазвичай 30-40% від номінального струму статора I_{1H} .

Процеси під навантаженням

При навантаженні валу $\omega \neq \omega_0$; відмінність швидкостей ω та ω_0 прийнято характеризувати ковзанням

$$s = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0}. \quad (4.5)$$

Тепер у роторному колі з'явиться ЕРС E'_2 , яка наведена за законом електромагнітної індукції

$$E'_2 = E_1 s. \quad (4.6)$$

Штрихом позначаються наведені величини ротора до статора та враховують неоднаковість обмоток статора та ротора. Частота наведеної в роторних обмотках ЕРС становить

$$f_2 = f_1 s. \quad (4.7)$$

Струм I'_2 у роторному колі, що має опір R'_2 і індуктивність L'_2 , можна розрахувати за формулою

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

або після простих перетворень

$$I'_2 = \frac{U_1}{\sqrt{\left(\frac{R'_2}{s}\right)^2 + (X'_2)^2}}, \quad (4.8)$$

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

Отримане рівняння відповідає традиційній схемі заміщення фази асинхронного двигуна (рис. 4.2), у якій враховані також параметри статора R_1 та X_1 . Ця проста модель придатна для аналізу сталих режимів при симетричному живленні.

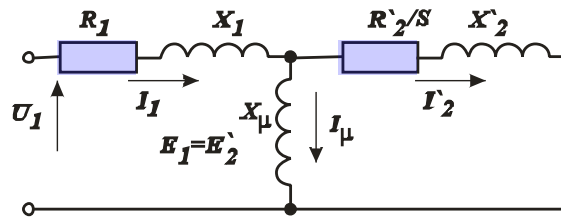


Рис. 4.2. Схема заміщення фази асинхронного двигуна

4.2. Механічні характеристики. Енергетичні режими

Для отримання механічної характеристики можна винести контур намагнічування на затискачі (рис. 4.3,а), як це часто робиться в курсі електричних машин.

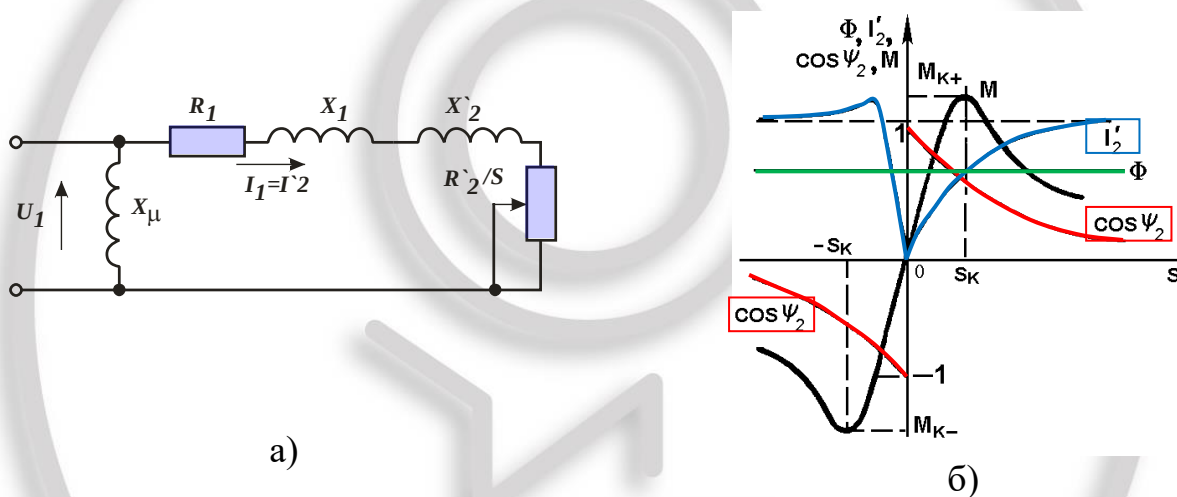


Рис. 4.3. Спрощена схема заміщення (а) і характеристики асинхронної машини (б)

Електромагнітний момент асинхронної машини можна представити формулою

$$M = k\Phi I_{2A} = k\Phi I_2 \cos \psi_2,$$

де I_{2A} – активна складова струму ротора,

ψ_2 – кут між векторами $\dot{E}_2$ та $\dot{I}_2$.

Якісне уявлення властивостей механічних характеристик $M(s)$ можна отримати за залежністю кожного із трьох співмножників від s .

Магнітний потік Φ у першому наближенні відповідно до (4.4) не залежить від s (рис. 4.4,б). Струм ротора відповідно до формули (4.8) дорівнює нулю при $s = 0$ та асимптотично прагне до $\frac{U_1}{X'_2}$ при $s \rightarrow \pm\infty$ (рис. 4.4,б).

Останній співмножник легко визначити за схемою заміщення:

$$\cos \psi_2 = \frac{\frac{R'_2}{s}}{\sqrt{\left(\frac{R'_2}{s}\right)^2 + (X'_2)^2}};$$

Значення $\cos \psi_2$ близько до ± 1 за малих s і асимптотично прагне до нуля при $s \rightarrow \pm \infty$.

Момент, як добуток трьох співмножників, дорівнює нулю при $s = 0$, а $\omega = \omega_0$ (ідеальний холостий хід), досягає позитивного M_{K+} та негативного M_{K-} максимумів (критичних значень) при критичних значеннях ковзання $\pm s_K$, а потім при $s \rightarrow \pm \infty$ прагне до нуля за рахунок третього співмножника.

Рівняння механічної характеристики можна отримати, прирівнявши втрати в роторному колі, які виражені через механічні та електричні величини. Потужність, спожита з мережі, якщо не враховувати втрати на R_1 , приблизно дорівнює електромагнітній потужності:

$$P_1 \approx P_{EM} = M \omega_0,$$

а потужність на валу визначається як

$$P_2 = M \omega.$$

Втрати в роторному колі складуть

$$\Delta P_2 = P_1 - P_2 \approx M \omega_0 - M \omega = M \omega_0 s = P_1 s. \quad (4.9)$$

Ці ж втрати через електричні величини

$$\Delta P_2 = 3(I'_2)^2 R'_2,$$

звідки

$$M = \frac{3(I'_2)^2 R'_2}{\omega_0 s}.$$

Після підстановки I'_2 з (4.8), визначення екстремуму функції $M(s)$ та відповідних йому значень M_K і s_K , можна отримати:

$$M = \frac{2M_K(1 + as_K)}{\frac{s}{s_K} + \frac{s_K}{s} + 2as_K}, \quad (4.10)$$

де $a = \frac{R_1}{R_2'};$

$$M_K = \frac{3U^2}{2\omega_0 \left[R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2')^2} \right]}; \quad (4.11)$$

$$s_K = \frac{R_2'}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2')^2}}. \quad (4.12)$$

На практиці іноді вважають, що $a = 0$, тобто не враховують активний опір обмоток статора. Це зазвичай не призводить до істотних погіршень при $P_H > 5$ кВт, однак може невиправдано погіршити модель при малих потужностях. При $a = 0$ формули (4.10) - (4.12) мають вигляд:

$$M = \frac{2M_K}{\frac{s}{s_K} + \frac{s_K}{s}} = \frac{2M_K \cdot s \cdot s_K}{s^2 + s_K^2}; \quad (4.10,a)$$

$$M_K = \frac{3U_1^2}{2\omega_0 X_K}; \quad (4.11,a)$$

$$s_K = \frac{R_2'}{X_K}, \quad (4.12,a)$$

де $X_K = X_1 + X_2'$ – індуктивний опір розсіювання машини.

При $s \ll s_K$ можна не враховувати перший член у знаменнику рівняння (4.10,a) та отримати механічну характеристику на робочій ділянці у вигляді

$$M \approx \frac{2M_K s}{s_K}. \quad (4.13)$$

Із рис. 4.3,б і рівнянь (4.10) і (4.10,a) виходить, що жорсткість механічної характеристики асинхронних двигунів змінна. На робочій ділянці $\beta < 0$, а при $|s| > |s_K|$ $\beta > 0$.

Асинхронний електропривод як і електропривод постійного струму, може працювати в рушійному і трьох гальмівних режимах з таким же, як в електроприводі постійного струму розподілом потоків енергії (рис. 4.4.)

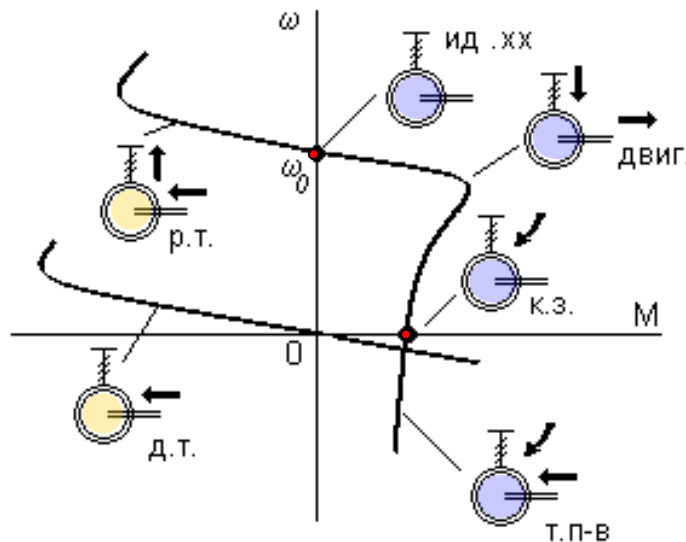


Рис. 4.4. Енергетичні режими асинхронного електропривода

Рекуперативне гальмування здійснюється при обертанні двигуна активним моментом зі швидкістю більшою за ω_0 . Цей же режим буде мати місце, якщо при обертанні ротора зі швидкістю ω зменшити швидкість обертання поля ω_0 . Роль активного моменту тут буде виконувати момент інерційних мас обертового ротора. Для здійснення гальмування противмиканням необхідно при включеному двигуні змінити місцями дві будь-які фази статора (рис. 4.5). При цьому міняється напрямок обертання магнітного поля і машина гальмується в режимі противмиканням, а потім може реверсуватись (змінити напрямок обертання).

Специфічним є режим динамічного гальмування, що представляє собою генераторний режим відключеного від мережі змінного струму асинхронного двигуна, до статора якого підведений постійний струм. Цей режим застосовується у випадку, якщо після відключення двигуна від мережі потрібна швидка зупинка без реверса.

Постійний струм, що підводиться до обмотки статора, утворить нерухоме в просторі поле. При обертанні ротора в його обмотці наводиться змінна ЕРС, під дією якої протікає змінний струм. Цей струм також створює магнітне поле.

При суперпозиції полів статора та ротора утворюється результуюче поле, за взаємодії якого зі струмом ротора виникає гальмівний момент. Енергія, що надходить із валу двигуна, розсіюється в опорах роторного кола.

У режимі динамічного гальмування поле статора нерухоме, а ковзання визначається як

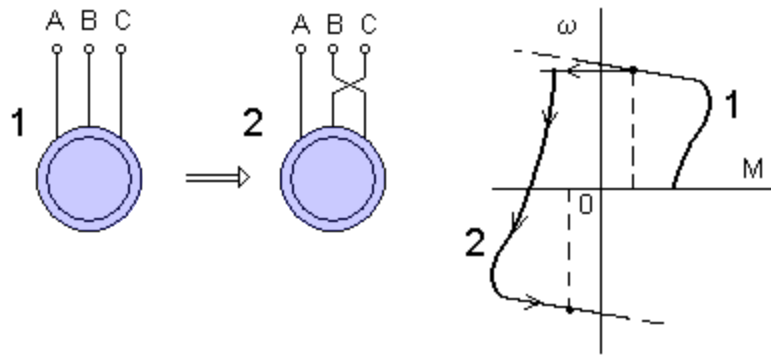


Рис. 4.5. Реверс асинхронного двигуна

$$s_D = \frac{\omega}{\omega_0}.$$

При цьому можна користуватися співвідношеннями для механічної характеристики за аналогією (4.10,a) - (4.12,a):

$$M = \frac{2M_{K,D}}{\frac{s_D}{s_{K,D}} + \frac{s_{K,D}}{s_D}}, \quad (4.14)$$

$$M_{K,D} = \frac{3I_C^2 X_\mu^2}{2\omega_0 (X_\mu + X_2')}, \quad (4.15)$$

де I_C – еквівалентний струм статорних обмоток трифазного режиму, що створює у двигуні такий же магнітний потік, як і постійний струм I_Π , що подається в статор при динамічному гальмуванні.

Якщо постійний струм подається через дві фази обмоток статора, то незалежно від схеми з'єднання обмоток (трикутник або зірка) еквівалентний струм можна розраховувати за формулою

$$I_C = 0,816 \cdot I_\Pi.$$

А величину постійного струму вибирати за рекомендацією [1] у функції паспортної величини – струму статора на холостому ході $I_{1,XX}$:

$$I_\Pi = 3 \cdot I_{1,XX}$$

$$s_{K,D} = \frac{R'_2}{X_\mu + X'_2} \quad (4.16)$$

При ненасиченій машині $X_\mu \ll X'_2$ та критичному ковзанні в режимі динамічного гальмування $s_{K,D}$ істотно менше s_K . Крім того, струм ротора впливає на величину струму намагнічування. Тому форми кривих механічних характеристик у режимі двигуна і при динамічному гальмуванні відрізняються.

Характеристику в режимі динамічного гальмування можна розрахувати з урахуванням нелінійного намагнічування або залежності ЕРС двигуна від струму намагнічування:

$$E(x) \approx \frac{E_{2H}}{\sqrt{3}} \cdot k_E \cdot x \cdot (-0,02 \cdot x^3 + 0,224 \cdot x^2 - 0,92 \cdot x + 1,72),$$

де E_{2H} – номінальне значення ЕРС ротора за паспортом;

k_E – коефіцієнт трансформації напруги за паспортом;

$x = \frac{I_\mu}{I_{C,XX}}$ – відносне значення струму намагнічування.

При відомих значеннях I_C , R'_2 , X'_2 і залежності $E(x)$ можлива така послідовність:

1. Задається ряд значень I_μ .

Розраховуються ряд відносних значень x .

Розраховується відповідний ряд значень $E(x)$.

Розраховується ряд значень реактивного опору контуру намагнічування:

$$x_\mu = \frac{E(x)}{I_\mu}.$$

Розраховується ряд значень ковзання:

$$s_D = R'_2 \sqrt{\frac{\left(\frac{I_C}{I_\mu}\right)^2 - 1}{(x'_2 + x_\mu)^2 - \left(\frac{I_C}{I_\mu}\right)^2 \cdot (x'_2)^2}}.$$

Розраховується ряд значень струму ротора:

$$I_2' = \frac{I_\mu \cdot x_\mu \cdot s_D}{\sqrt{R_2'^2 + x_2'^2 \cdot s_D^2}}.$$

Розраховується ряд значень моменту двигуна:

$$M = \frac{-\Delta P_2}{\Delta \omega} = \frac{-3 \cdot I_2'^2 \cdot R_2'}{\omega_0 \cdot s_D}.$$

Розраховується ряд значень швидкості обертання:

$$\omega = \omega_0 \cdot s_D.$$

За відповідним значенням M і ω будується графік характеристики.

4.3. Номінальні дані

На шильдику або в паспорті асинхронного двигуна зазвичай зазначені номінальні лінійні напруги при з'єднанні обмоток у зірку та трикутник $U_{1\lambda}/U_{1\Delta}$, струми $I_{1\lambda}/I_{1\Delta}$, частота f_H , потужність на валу P_H , частота обертання n_H , ККД η_H , $\cos \varphi_H$.

Для двигунів з короткозамкненим ротором у каталозі наводяться кратності пускового струмів $k_I = \frac{I_{1\Pi}}{I_{1H}}$, пускового моменту $k_M = \frac{M_{\Pi}}{M_H}$, критичного моменту $\lambda = \frac{M_K}{M_H}$, іноді типові природні характеристики.

Для двигунів з фазним ротором вказується ЕРС на розімкнених кільцях загальмованого ротора E_{2H} при U_{1H} та номінальний струм ротора I_{2H} .

Вказаних у каталозі даних недостатньо, щоб визначити за ними параметри схеми заміщення та користуватися нею при всіх розрахунках, однак за каталожними даними можна побудувати природну електромеханічну та механічну характеристики, скориставшись декількома опорними точками (рис. 4.6).

Точка 1 ($\omega = \omega_0; M = 0; I_1 = I_{1,xx} \approx 0,35 I_1$) вийде з ряду $n_0 = 3000, 1500, 1000, 750, 600$ об/хв як найближча більша до n_H ; $\omega_0 = \frac{\pi n_0}{30}$.

Точка 2 – номінальний режим ($\omega = \omega_H; M = M_H$); $\omega_H = \frac{\pi n_H}{30}$.

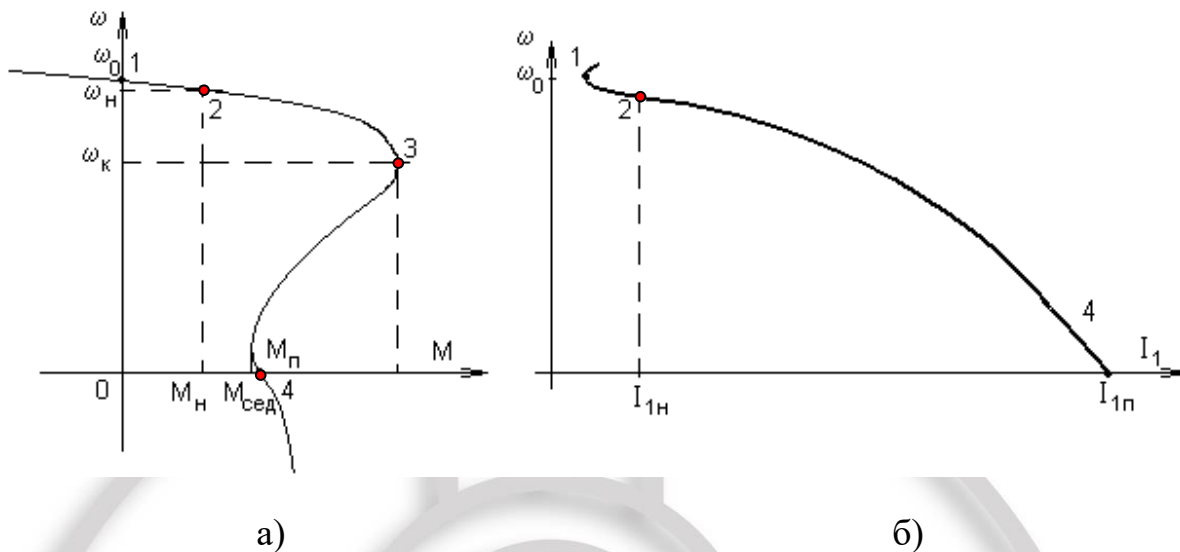


Рис. 4.6. До побудови природних характеристик асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором

Точка 3 ($\omega = \omega_K, M = M_K$). Для її визначення потрібно розрахувати $M_H = \frac{P_H [BT]}{\omega_H [c^{-1}]}$, визначити $M_K = \lambda M_H$ та обчислити s_K за (4.12) або (4.12,а), підставивши в ці рівняння M_H і $s_H = \frac{\omega_0 - \omega_H}{\omega_0}$.

Точка 4 ($\omega = 0, M = M_{II}, I_1 = I_{1,II}$) розраховується безпосередньо за каталожним даними.

Сучасні двигуни з короткозамкненим ротором проектують так, аби мати підвищений пусковий момент M_{II} .

У деяких каталогах указують так званий “сідловий” момент $M_{сид}$ (рис. 4.6,а).

Деяке уявлення про характеристики сучасних асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором можливо отримати з наступних даних:

$s_H = 0,01 - 0,05$ (менші значення у двигунів більшої потужності); $k_I = 5 - 7$; $k_M = 1,3 - 1,6$; $\lambda = 1,8 - 3,0$.

Із цих даних бачимо, що природні властивості асинхронних двигунів досить несприятливі: малий пусковий момент, великий пусковий струм і найголовніше – обмежені можливості керування координатами.

4.4. Регулювання координат двигунів з короткозамкненим ротором

Двигуни з короткозамкненим ротором – найпоширеніші електричні машини. Донедавна вони використовувались лише в нерегульованому електроприводі, оскільки практично єдина можливість ефективно регулювати швидкість –

змінювати частоту напруги, що прикладена до статорних обмоток, а це було важко реалізувати технічно. Зараз, завдяки успіхам електроніки, ситуація кардинально змінилася, і частотно-регульований електропривод (рис. 4.7,а) став основним типом регульованого електропривода.

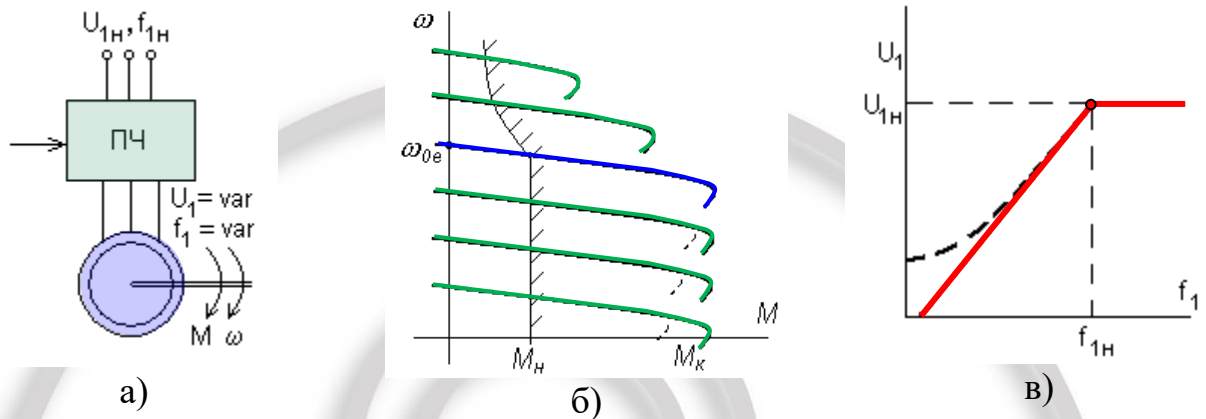


Рис. 4.7. Схема частотно-регульованого електропривода (а), механічні характеристики (б), залежність напруги від частоти (в)

Частотне регулювання

Із (4.1) виходить, що ω_0 пропорційна частоті f_1 і не залежить від жодних інших величин. Разом з тим, змінюючи f_1 , варто потурбуватися про амплітуду напруги: при зменшенні f_1 для збереження магнітного потоку на деякому, наприклад, номінальному рівні відповідно до (4.4) варто змінювати $E_1 \approx U_1$ так, аби

$$\frac{U_1}{f_1} = \frac{U_{1H}}{f_{1H}} = \text{const.}$$

Зі збільшенням частоти вище номінальної при $U_1 = U_{1H}$ потік, відповідно до (4.4), буде зменшуватися.

З (4.11,а) не враховуючи R_1 , тобто в припущенні, що $E_1 \approx U_1$, критичний момент також пропорційний U_1/f_1 , тоді як критичне ковзання s_K обернено пропорційно f_1 .

Механічні характеристики при частотному регулюванні в припущенні, що $E_1 \approx U_1$, показана на рис. 4.7,б.

Опір кола статора, який ми не враховуємо, впливає на характеристики малих машин (кіловати) – пунктир на рис. 4.7,б, оскільки при зниженні частоти $E_1 < U_1$. Для компенсації цього впливу зазвичай трохи збільшують напругу при низьких частотах (пунктир на рис. 4.7,в).

Проведемо оцінку частотного регулювання швидкості за введеними раніше показниками:

1. Регулювання двозонне – вниз ($U_1/f_1 \approx const$) і вгору ($U_1 = U_{1H}$, $f_1 > f_{1H}$) від основної швидкості.

2. Діапазон регулювання в розімкненій структурі (8-10):1. Стабільність швидкості – висока.

3. Регулювання плавне.

4. Припустиме навантаження – $M = M_H$ при регулюванні вниз від основної швидкості ($\Phi \approx const$), $P = P_H$ при регулюванні швидкості вище за основну ($\Phi < \Phi_H$).

5. Спосіб економічний в експлуатації – немає додаткових елементів, що розсіюють енергію; як буде показано далі, малі втрати в перехідних процесах. Безсумнівна перевага – гнучкість керування координатами в замкнених структурах. Сучасні методи так званого векторного керування забезпечують частотно-регульованому електроприводу практично ті ж властивості за керованістю, які має найдосконаліший електропривод постійного струму.

6. Спосіб вимагає використання перетворювача частоти (ПЧ) – пристрою, що управляє частотою та амплітудою вихідної напруги. Такі пристрої, досконалі і доступні, з'явилися в останнє десятиліття, однак вони ще порівняно дорогі – близько 100 USD/кВт.

Параметричне регулювання

Відсутність донедавна доступного і якісного перетворювача частоти призводило до пошуку інших рішень, одне з яких – зміна U_1 при $f_1 = f_{1H} = const$ (рис. 4.8,а).

Як видно з (4.11,а), критичний момент при такому регулюванні буде знижуватися пропорційно U_1^2 , а критичне ковзання відповідно до (4.12,а) залишиться незмінним (суцільні лінії на рис. 4.8,б). У замкненій за швидкістю структурі (пунктир рис. 4.8,а) можна отримати характеристики, показані на рис. 4.8,б пунктиром. Таким чином, спосіб зовні виглядає досить привабливо.

Проведемо його оцінку.

1. Регулювання однозонне – вниз від основної швидкості.

2. Діапазон регулювання в замкненій структурі (3-4):1; стабільність швидкості задовільна.

3. Плавність висока.

4. Припустиме навантаження різко знижується зі зменшенням швидкості, оскільки магнітний потік $\Phi \equiv U_1$ при $f_1 = const$.

Розглянемо цю важливу обставину докладніше, скориставшись рівнянням для втрат у роторному колі (4.9). Припустимими втратами потужності в тривалому режимі можна вважати номінальні $\Delta P_{2H} = M_H \omega_0 s_H$. Тоді припустимі втрати при

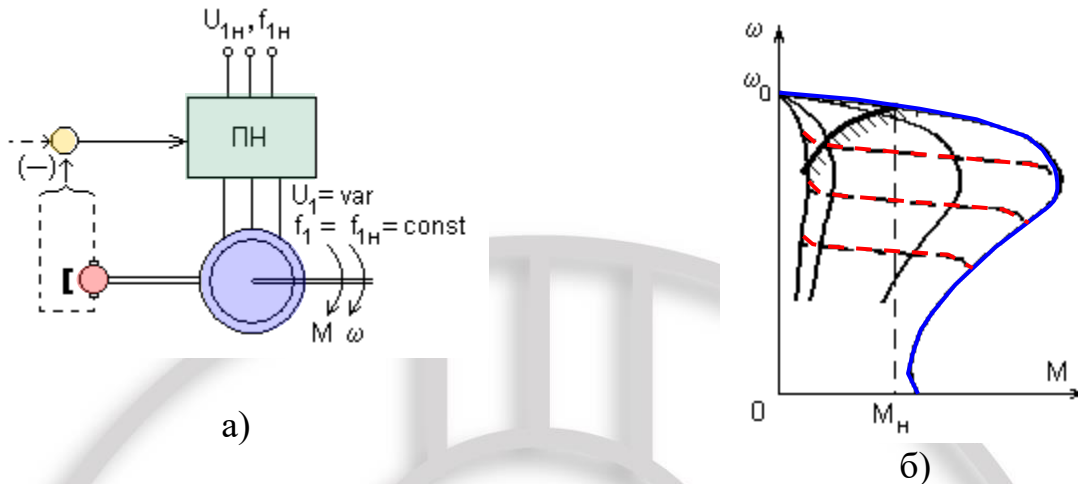


Рис. 4.8. Схема (а) і механічні характеристики (б) асинхронного електропривода з параметричним регулюванням

регулюванні визначаються як $\Delta P_{\text{прип}} = M_{\text{прип}} \omega_0 s$. Прирівнявши рівняння для втрат, отримаємо

$$M_{\text{прип}} = \frac{M_H s_H}{s}. \quad (4.17)$$

Таким чином навіть для спеціального двигуна з підвищеним ковзанням $s'_H = 0,06$ замість стандартного $s_H = 0,03$. Зниження швидкості всього на 20% ($s = 0,2$) вимагатиме зниження моменту в 3 рази.

5. Розглянутий спосіб регулювання певно неефективний для використання в тривалому режимі. Навіть за найсприятливішого навантаження – вентиляторного ($M \propto \omega^2$) необхідно дво-трикратне завищення встановленої потужності двигуна з підвищеним ковзанням та інтенсивний зовнішній обдув.

Важливо відзначити, що рівняння (4.17) універсальне для двигунів з короткозамкненим ротором при $\omega_0 = \text{const}$, і всі спроби обійти це обмеження якимсь чином, які, до речі, все ще робляться, безперспективні.

Спосіб регулювання швидкості зміною напруги може в низці випадків використовуватися для короточасного зниження швидкості, а система ПН-АД дуже корисна та ефективна для зниження пускових струмів, для економії енергії при недовантаженнях.

6. Перетворювач напруги (ПН) – це простий пристрій в 3-4 рази дешевший за перетворювач частоти, і саме ця особливість системи ПН-АД призводила часом до її невиправданого застосування.

Крім викладених способів регулювання координат двигунів з короткозамкненим ротором, для цієї мети використовуються іноді спеціальні двигуни з перемиканням обмоток статора, що змінює число пар полюсів, тобто

відповідно (4.1) східчасто регулюючи ω_0 . Ці двигуни важкі, дорогі, привод вимагає додаткових перемикаючих апаратів, і у зв'язку із цим програє сучасному частотно-регульованому електроприводу.

4.5. Регулювання координат двигунів з фазним ротором

Додаткові можливості керувати координатами асинхронного електропривода з'являються, якщо ротор виконаний не короткозамкненим, а фазним, тобто якщо його обмотка складається з котушок, схожих на статорні, з'єднаних між собою та виведених на кільця, по яких ковзають щітки, що пов'язані із зовнішніми пристроями. Схематично трифазна машина з фазним ротором показана на рис. 4.9,а. Фазний ротор забезпечує додатковий канал, по якому можна впливати на двигун. У цьому його очевидна перевага, але очевидна і плата за неї: істотне ускладнення конструкції, підвищена вартість, наявність ковзних контактів. Саме ці негативні особливості призвели до того, що в загальному обсязі виробництва асинхронні двигуни з фазним ротором становлять невелику частку.

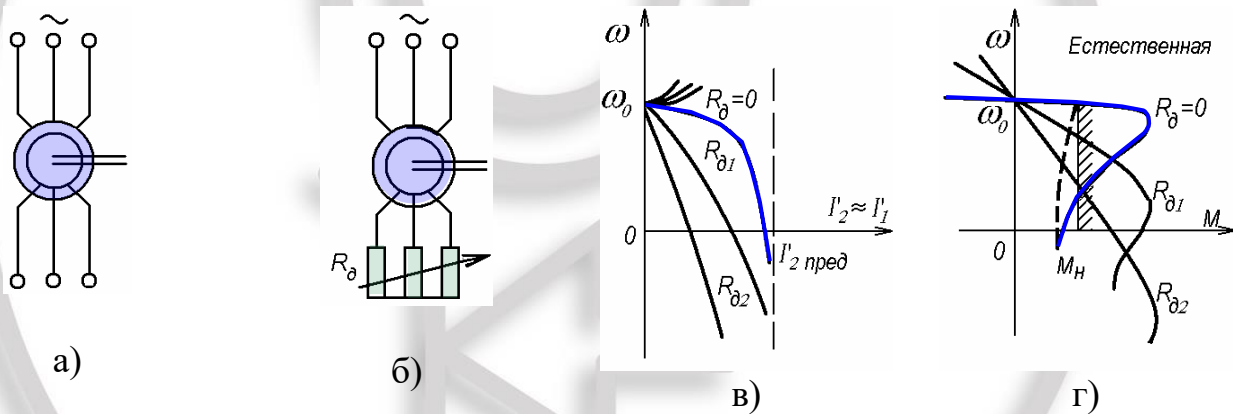


Рис. 4.9. Асинхронний двигун з фазним ротором (а), схема (б) та характеристики (в) і (г) реостатного регулювання

До щіток на кільцях у колі ротора можна підключати як пасивні кола, наприклад, резистори, так і активні, що містять джерела енергії; остання можливість широко використовується в електроприводах великої потужності (сотні кіловат).

Реостатне регулювання

Як і в електроприводі постійного струму, це найпростіший спосіб регулювання: у кожен фазу ротора вмикають однакові резистори з опором R_d рис. 4.9,б. Загальний активний опір фази ротора становить $R_2 = R_p + R_d$, а штучні характеристики приймають вид, представлений на рис. 4.9,в,г: граничне значення струму ротора $I_{2,д}$ та критичний момент M_K відповідно до (4.8) і (4.11) не

змінюється, а s_K відповідно до (4.12) росте пропорційно R_2 :

$$\frac{s_{KIII}}{s_{KE}} = \frac{R'_P + R'_D}{R'_P} = \frac{R_P + R_D}{R_P}. \quad (4.18)$$

Останнє співвідношення для критичного ковзання, вочевидь, виконується і для ковзання при кожному $M = const$, воно подібно до (3.16), а реостатні механічні характеристики схожі на характеристики двигуна постійного струму. Показники реостатного регулювання швидкості асинхронних двигунів з фазним ротором практично подібні до показників електропривода постійного струму:

1. Регулювання однозонне – вниз від основної швидкості.
2. Діапазон регулювання (2-3):1, стабільність швидкості низька.
3. Регулювання східчає. З метою усунення цього недоліку іноді використовуються схеми, в яких роторний струм випрямляється та згладжується реактором, а резистор, що включається за випрямлячем, шунтується керованим ключем – транзистором з керованою шпаруватістю, завдяки чому досягається плавність регулювання, а при використанні зворотних зв'язків формуються жорсткі характеристики.

4. Припустиме навантаження $M_{nrun} = M_H$, оскільки $\Phi \approx \Phi_H$ при малозмінних $\cos\varphi_2$ і $I_{2,nrun} \approx I_{2,H}$.

5. З енергетичної точки зору реостатне регулювання в асинхронному електроприводі настільки ж неефективне, як і в електроприводі постійного струму – втрати в роторному колі при $M = const$ пропорційні ковзанню:

$$\Delta P_2 = P_1 s,$$

а розподіл цих втрат визначається відповідно до (4.18):

у роторній обмотці розсіюється потужність $\Delta P_P = P_1 s \frac{R_P}{R_P + R_{nrun}}$,

а в додаткових резисторах – потужність $\Delta P_{nrun} = P_1 s \frac{R_{nrun}}{R_P + R_{nrun}}$.

6. Капітальні витрати, як і в електроприводі постійного струму, порівняно невеликі.

Каскадні схеми

Цікаві перспективи відкриває включення в роторне коло активних елементів, при $f_1 = const$ з'являється можливість не втратити, а витратити корисно потужність ковзання $\Delta P_2 = P_1 s$, віддавши її або в мережу, або на вал двигуна. Електроприводи такого типу називають каскадами або каскадними схемами.

Найпростіша схема машинно-вентильного каскаду, що ілюструє загальну

ідею, показана на рис. 4.10,а. ЕРС машини постійного струму E повинна бути спрямована зустрічно ЕРС роторного випрямляча E_d . У такій схемі

$$I_d = \frac{E_d - E}{R_\Sigma},$$

де R_Σ – сумарний еквівалентний активний опір контуру випрямляча і якоря машини.

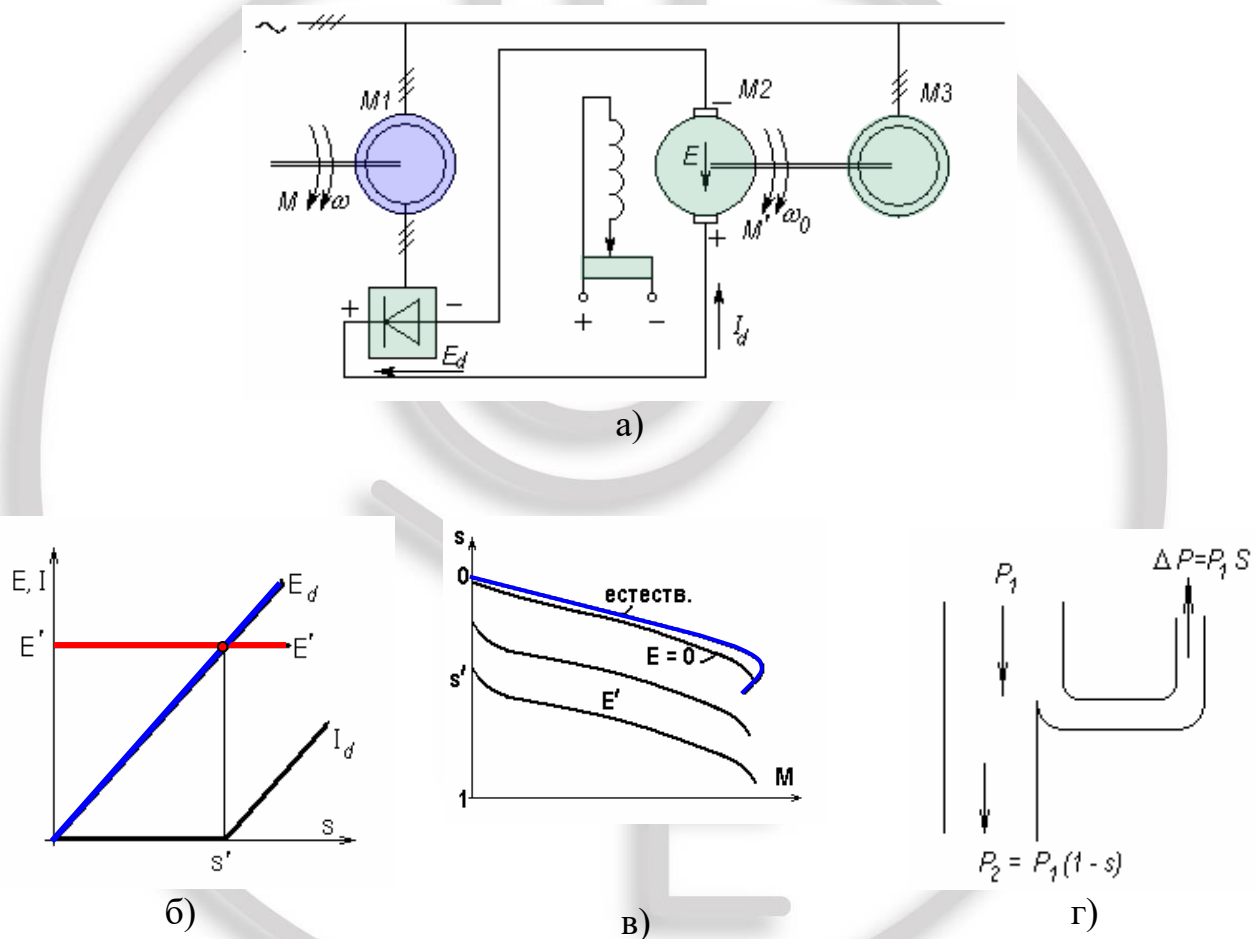


Рис. 4.10. Схема (а), характеристики (б) і (в), енергетична діаграма (г) машинно-вентильного каскаду

Оскільки $E_d = k_{CX} E_1 s$, а $E_1 \approx U_1 = const$, то до деякого ковзання s' , визначеного рівнем ЕРС машини постійного струму E' (рис. 4.10,б), струм $I_d = 0$, отже, $I_2 = 0$, і машина $M1$ не розвиває моменту.

При $s > s'$ струм почне зростати відповідно до наведеного вище рівняння, викликаючи збільшення моменту (рис. 4.10,в). Потужність $\Delta P \approx P_1 s \approx E_d I_d \approx M' \omega_0$ повернеться в мережу (рис. 4.10,г); знаки наближеної рівності показують, що ми не

враховуємо електричних втрат в опорах контуру випрямляч – якір і механічних у машинах $M2$ і $M3$.

Змінюючи струм збудження машини $M2$, отже величину E , можна змінювати ковзання, при якому починається зростання струму I_d , і, як наслідок, регулювати швидкість (рис. 4.10,в).

Іноді замість двох додаткових електричних машин, що повертають енергію ковзання в мережу, використовується один статичний перетворювач – інвертор, ведений мережею.

Енергія ковзання не обов'язково повинна повертатися в мережу, є каскади, в яких вона віддається машиною $M2$ на вал головного асинхронного двигуна.

Каскадні схеми використовуються при дуже великих потужностях (тисячі кіловат) і малих діапазонах регулювання $D = (1,1-1,2):1$.

Електропривод з машиною подвійного живлення

Каскадні схеми передбачали керування координатами в колі випрямленого струму ротора. Разом з тим існує й інша можливість – включення в коло ротора перетворювача частоти (рис. 4.11,а). Структури такого типу називають електроприводами з машинами подвійного живлення.

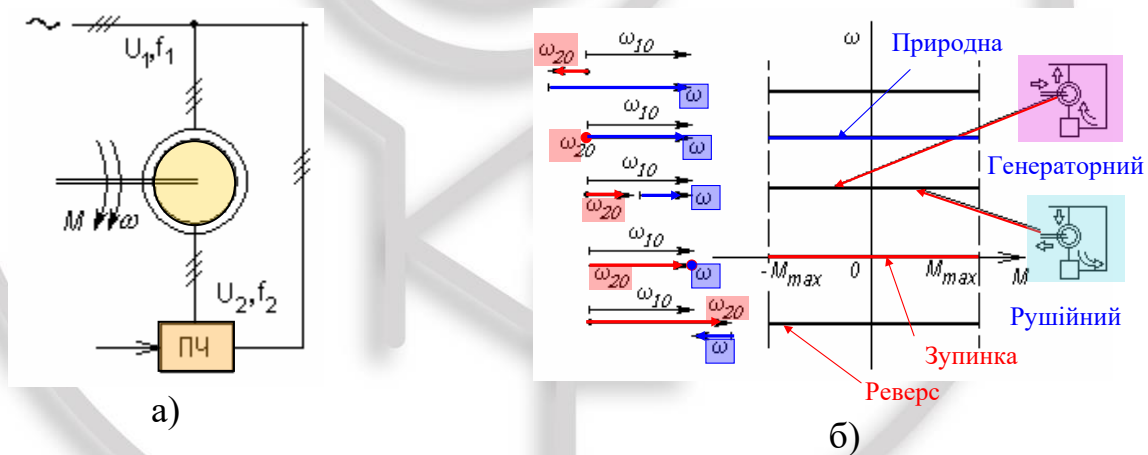


Рис. 4.11. Схема (а) і характеристики (б) машини подвійного живлення

Оскільки поля повинні бути нерухомі відносно один одного при перетворенні енергії, необхідно дотримуватись наступного співвідношення швидкості і частоти:

$$\omega_{10} = \omega_{20} + \omega; \quad (4.19)$$

$$f_1 = f_2 + f, \quad (4.20)$$

де ω_{10}, ω_{20} – кутові швидкості полів статора та ротора відносно відповідного статора і ротора; f_1, f_2 – частоти напруги статора і ротора; f – частота, що відповідає кутовій швидкості ротора.

З (4.19) і (4.20) випливають багаті можливості керування швидкістю ротора ω : дійсно, фіксуючи f_1 , тобто ω_{10} , і керуючи величиною $\pm f_2(\omega_{20})$, можна отримувати будь-які f та ω теоретично в необмеженому діапазоні (рис. 4.12,б). Знак “–” для f_2 означає зміну чергування фаз, чому відповідає зміна напрямку обертання поля.

Якщо частота f_2 задається незалежно від ω , механічні характеристики будуються горизонтальними лініями (рис. 4.12,б), і в цьому сенсі машина подібна синхронній. При зміні моменту навантаження міняється кут θ між осями полів статора та ротора – мовби по-різному розтягується “магнітна пружина”. Найбільший момент M_{MAX} визначається граничною силою магнітного зв’язку статора та ротора. При перевищенні моментом навантаження цієї величини порушуються умови (4.19), “магнітна пружина” рветься, поля перестають бути нерухомими відносно одне одного, машина не розвиває середнього моменту і, або зупиняється при реактивному M_C , або обертається зі швидкістю, обумовленою активним M_C у некерованому аварійному режимі.

Можлива й інша побудова системи: частота f_2 може бути зв’язана зі швидкістю ротора. У цьому випадку характеристики будуть схожі на характеристики машини постійного струму. Вони будуть мати нахил, що можна трактувати як ковзання. Таким чином, видом зв’язку можна формувати характеристики будь-якого виду.

У розглянутій системі дуже різноманітні енергетичні режими – вони визначаються співвідношенням частот f_1 і f_2 , відносним напрямком обертання полів, напрямком дії (знаком) моменту опору. На рис. 4.11,б як приклад, наведена діаграма, що ілюструє режими на одній з характеристик у припущенні, що втрати малі і не враховуються.

4.6. Синхронний двигун. Інші види електроприводів

Статор *синхронної машини* дуже схожий на статор асинхронної і використовується для створення обертового магнітного поля. Ротор виконаний у вигляді явнополюсного або неявнополюсного електромагніта, що живиться через кільця та щітки від джерела постійної напруги, або у вигляді конструкції з постійних магнітів. Магніт захоплюється полем, рухається синхронно з ним, зв’язаний “магнітною пружиною”, відстаючи в рушійному режимі або випереджаючи в гальмівному на кут θ , що залежить від електромагнітного моменту.

Фаза статора неявнополюсної синхронної машини ($p=1$), якщо не

враховувати активний опір обмотки, може бути представлена схемою заміщення на рис. 4.12,а. Синусоїдальна напруга джерела живлення U урівноважиться частково ЕРС E , наведеною в нерухомій обмотці обертовим магнітом ротора, і визначить разом з реактивним опором X_S струм I . Векторна діаграма, що відображає зазначені процеси, показана на рис. 4.12,б.

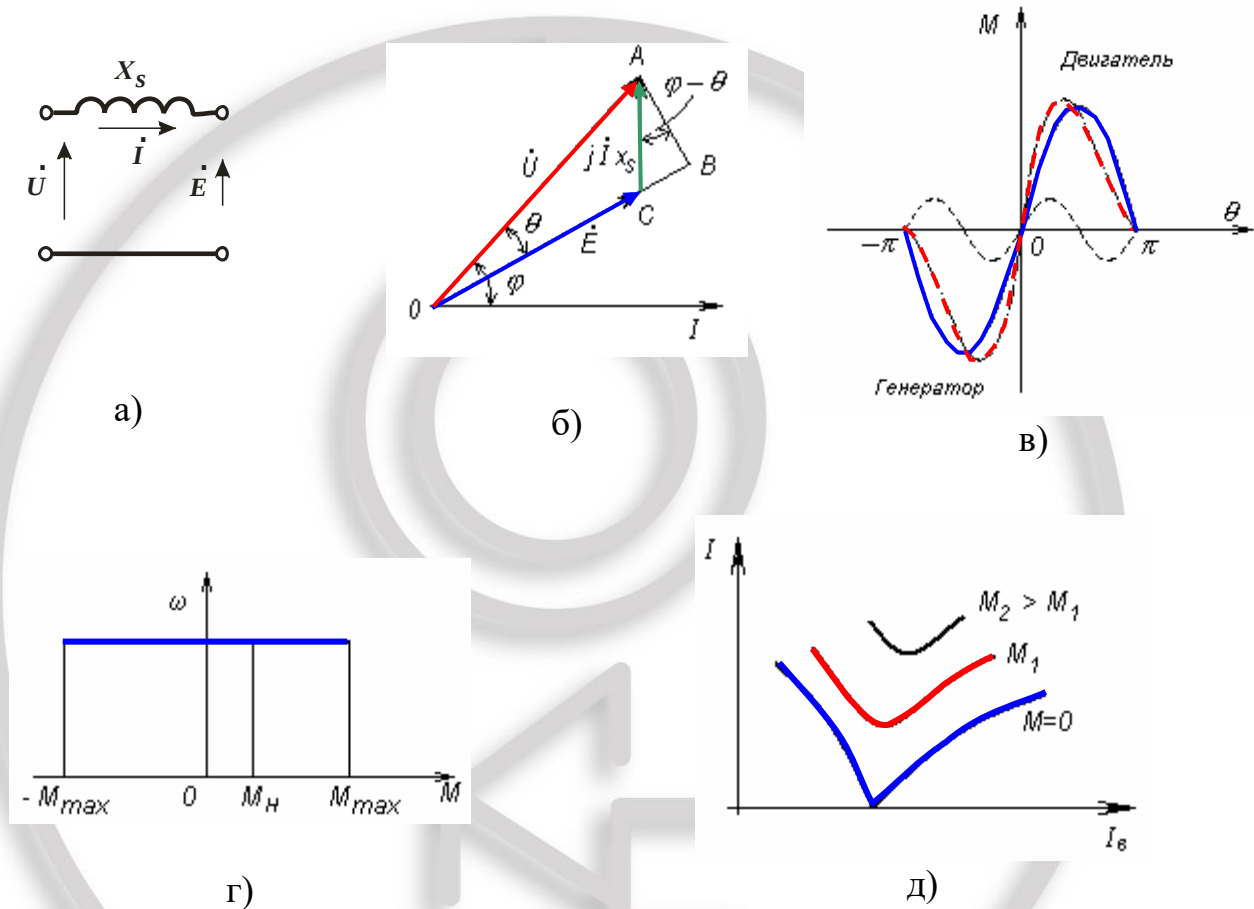


Рис. 4.12. Схема заміщення (а), векторна діаграма (б) і характеристики (в), (г) і (д) синхронної машини

Для синхронної машини дуже важливий кут θ між векторами $\dot{U}$ і $\dot{E}$ або, що те ж саме, між віссю поля статора та віссю ротора. Цей кут, як відзначалося раніше, характеризує ступінь розтягнутості “магнітної пружини”.

Основні співвідношення між електричними та механічними величинами знайдемо, користуючись формулою

$$P_{EM} \approx P = 3UI \cos \varphi = M\omega_0 \quad (4.21)$$

і векторною діаграмою на рис. 4.12,б, з якої витікає, що

$$U \cos \varphi = E \cos(\varphi - \theta).$$

З допоміжного трикутника ABC визначається

$$\cos(\varphi - \theta) = AB / AC = U \frac{\sin \theta}{I \cdot X_S},$$

далі

$$U \cos \varphi = EU \frac{\sin \theta}{IX_S},$$

У результаті

$$M = \frac{P_{EM}}{\omega_0} = \frac{3UE}{\omega_0 X_S} \sin \theta = M_{MAX} \sin \theta. \quad (4.22)$$

Таким чином, електромагнітний момент синхронної машини залежить від θ , причому для малих θ можна прийняти

$$M \approx c_M \theta. \quad (4.22,a)$$

При постійній напрузі та частоті максимальний момент M_{MAX} пропорційний ЕРС, тобто в лінійному наближенні – струму збудження машини. Для нормальних машин $\frac{M_{MAX}}{M_H} = 2 \div 2,5$.

Якщо машина має явнополюсний ротор, то до моменту, згідно (4.22), додається ще одна складова – реактивна, пропорційна $\sin 2\theta$ (пунктир на рис. 4.12,в). Загальний вигляд моментної характеристики синхронної машини показаний на рис. 4.12,в штрих пунктирною лінією, механічна характеристика зображена на рис. 4.12,г.

Синхронна машина має характерну залежність струму статора I від струму збудження $I_{ЗБ}$ – так звані U-образні криві (рис. 4.12,д). Їхня форма пов'язана з тим, що при зміні струму збудження міняються реактивна складова струму статора і її знак.

Електропривод із синхронною машиною донедавна був некерованим, мав важкий пуск. Для нього на роторі розміщувалася спеціальна пускова “біляча клітка” (асинхронний пуск). Поява сучасних електронних перетворювачів частоти радикально змінило цю ситуацію: з'явилися малопотужні частотно-керовані електроприводи на основі синхронних машин з постійними магнітами, електроприводи із синхронними реактивними машинами. Електронні комутатори, що дозволяють безконтактно перемикає обмотки машини, стали основним елементом так званих безконтактних двигунів постійного струму.

Особливе місце в ряді безлічі нових електроприводів, зобов'язаних своєю появою успіхам електронної техніки, займає кроковий електропривод, що здійснює перетворення електричного сигналу (коду, цифри) у дозоване кутове або лінійне переміщення, а також силова версія цього електропривода – вентильно-індукторний електропривод, що набув в 90-і роки інтенсивного розвитку.

На відміну від переважної більшості традиційних електричних машин, дія вентильно-індукторної машини (ВИМ) заснована на притяганні феромагнітного тіла до збудженого електромагніта-індуктора. Машина ВИМ (рис. 4.13) складається

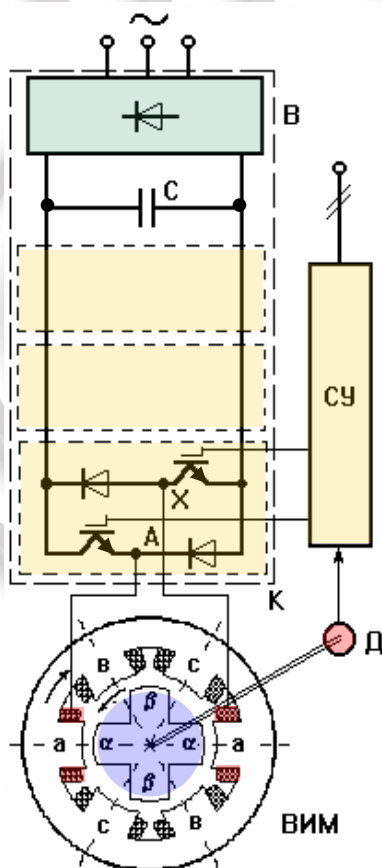


Рис. 4.13. Схема вентильно-індукторного електропривода

з n -полюсного статора, що несе котушки, і m -полюсного пасивного ротора, при чому $n \neq m$. Електронний комутатор K підключає за сигналом датчика положення D котушки фази до джерела живлення – випрямляча B або батареї. При збудженій фазі $A-X$ (рис. 4.13) два полюси ротора притягнуті до відповідних полюсів статора. При розмиканні $A-X$ та підключенні до джерела живлення фази $B-Y$, тобто при переміщенні поля за годинниковою стрілкою, найближчі полюси ротора притягнуться до знову збудженої фази, і ротор повернеться на деякий кут проти годинникової стрілки. Повторення перемикань призведе до безперервного обертання ротора зі швидкістю, обумовленою частотою перемикань. На момент,

створений двигуном, будуть впливати струм, що протікає по обмотках включеної фази, і кути включення та відключення фази.

З викладеного принципу дії вентильно-індукторної машини виходить, що задовільна робота привода можлива лише при досить тонкому керуванні, яке включає формування імпульсів струму. При такому керуванні, здійснюваному спеціалізованою схемою керування, вентильно-індукторний електропривод перевершує за основними показниками традиційний частотно-керований асинхронний електропривод.

У теперішній час теорія та практика вентильно-індукторного електропривода перебувають ще в стадії розробки, однак уже отримані результати дозволяють сподіватися, що цей новий тип електропривода посіде гідне місце в сімействі регульованих електроприводів завдяки значній простоті, низькій вартості і високій надійності машини, широким функціональним можливостям і гарним енергетичним показникам.

4.7. Технічні реалізації. Застосування

Асинхронний двигун з короткозамкненим ротором уже близько 100 років використовується і буде використовуватися як практично єдина реалізація масового нерегульованого електропривода, що становить дотепер понад 90% всіх промислових електроприводів. В останні 10-20 років багато фірм в Америці і Європі намагаються розробити та випустити на широкий ринок так звані енергоефективні двигуни, у яких за рахунок збільшення на 30% маси активних матеріалів, на 1-5% підвищений номінальний ККД при відповідному збільшенні вартості. В останні роки у Великобританії здійснений великий проект створення енергоефективних двигунів без збільшення вартості.

За останнє десятиріччя завдяки успіхам електроніки (розвиток перетворювачів частоти) короткозамкнений асинхронний двигун став основою частотно-регульованого електропривода, що успішно витісняє домінуючий раніше електропривод постійного струму в багатьох сферах. Особливо цікавим є застосування такого електропривода в традиційно нерегульованих насосах, вентиляторах, компресорах. Як показує досвід, це технічне рішення дозволяє заощаджувати до 50% електроенергії, до 20% води та більше 10% тепла.

Перехід від нерегульованого електропривода до регульованого в багатьох технологіях розглядається як основний напрямок розвитку електропривода, оскільки при цьому істотно підвищується якість технологічних процесів і заощаджується до 30% електроенергії. Це визначає перспективи розвитку частотно-регульованого електропривода.

Електропривод із двигунами з фазним ротором при реостатному регулюванні традиційно знаходить широке застосування в крановому господарстві, використовується в інших технологіях. Каскадні схеми та машини подвійного живлення можна зустріти в потужних електроприводах газоперекачувальних

станцій з невеликим діапазоном регулювання, в пристроях електропривода судів. Синхронні двигуни донедавна використовувались відносно рідко – головним чином у потужних установках, де не потрібно було регулювання швидкості. Останніми роками становище істотно змінилося: за рахунок сучасних матеріалів (потужні постійні магніти), засобів керування (ключі на відносно більші струми та напруги тощо). Електропривод із синхронними двигунами став керованим, істотно розширився діапазон потужностей і зайняв провідні позиції у верстатобудуванні, робототехніці, гнучких виробничих системах тощо.

Властивість синхронної машини з обмоткою збудження міняти реактивну потужність і її знак дозволяє використовувати її як керований компенсатор реактивної потужності.

Значна простота, надійність і низька вартість вентильно-індукторної машини та електропривода в цілому, а також його широкі функціональні можливості і високі енергетичні показники дозволяють вважати цей тип електропривода найбільш перспективним регульованим електроприводом для широких промислових і транспортних застосувань.

Як відзначалося, практично єдиним раціональним способом регулювання швидкості асинхронних двигунів з к.з. ротором і синхронними двигунами є зміна частоти напруги живлення.

Більшість сучасних перетворювачів частоти (ПЧ) від часток кіловат до сотень кіловат побудовані однаково (рис. 4.14): мережа змінного струму, некерований випрямляч, шини постійного струму, LC -фільтр, автономний інвертор напруги I із широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ), асинхронний двигун АД, до якого прикладена змінна 3-фазна напруга з регульованою частотою $f = \text{var}$ і напругою $U = \text{var}$. Керування інвертором здійснюється блоком керування.

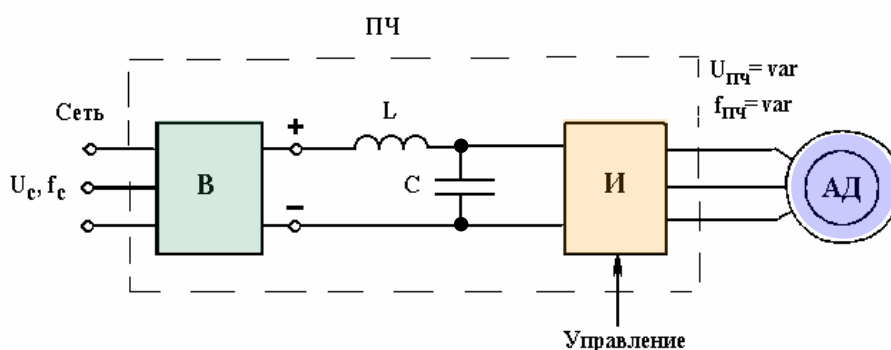


Рис. 4.14. Типова схема перетворювача частоти

Ідею автономного інвертора напруги (АІН) проілюструємо на найпростішій однофазній схемі із чотирма ідеальними ключами 1, 2, 3, 4 і активним навантаженням R (рис. 4.15,а).

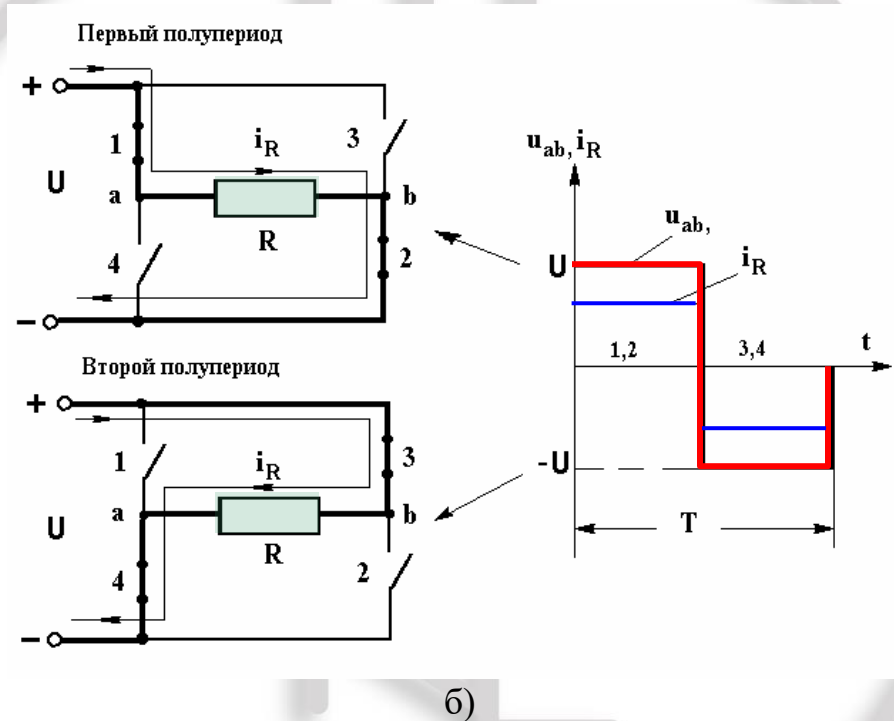
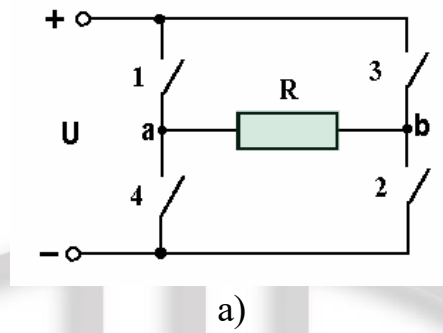


Рис. 4.15. Однофазний інвертор, навантажений активним опором (а), і діаграма роботи (б)

При парній комутації ключів 1,2 - 3,4 - 1,2 і т.д. через проміжок часу $\frac{T}{2}$ (рис. 4.15,б) до резистора буде прикладатися змінна напруга u_{AB} прямокутної форми із частотою $f = \frac{1}{T}$. Струм при активному навантаженні буде повторювати форму напруги. Змінюючи комутаційний проміжок $\frac{T}{2}$, можна міняти частоту в широких межах.

При активно-індуктивному навантаженні розмикання ключа неприпустимо без додаткових заходів, оскільки енергія, що запасена в індуктивності, при розриві

кола викличе великі піки перенапруг $e = -L \frac{di}{dt}$ і зробить пристрій повністю непрацездатним. Отже, при розмиканні ключів повинні залишатися контури, по яких продовжував би протікати струм у попереднього напрямку і запасалася б енергія, передана із розрядної індуктивності.

Конфігурація схеми, при якій виконуються зазначені умови, показана на рис. 4.16,а. Пунктирні діоди біля ключів 1-4 мають однобічну провідність. Діоди $D1-D4$ утворюють разом з конденсатором C контури для обміну енергією. Комутація ключів не відрізняється від показаної на рис. 4.16, однак струм на кожному напівперіоді міняє напрямок, протікаючи по контурах, що показані на рис. 4.16,б. Неважко бачити, що форми напруги та струму істотно різні, і струм у силу індуктивного характеру навантаження відстає від напруги.

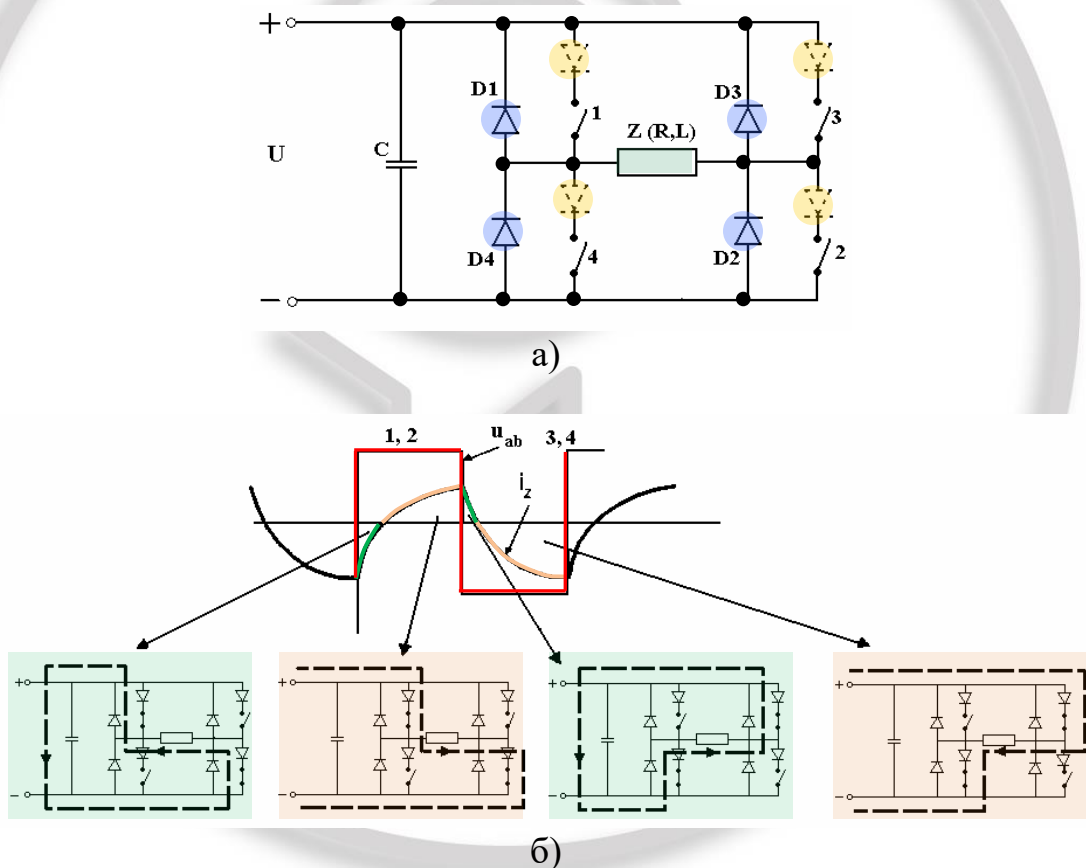


Рис. 4.16. Однофазний інвертор з R - L навантаженням (а) і діаграма роботи (б)

Розглянуті вище принципи побудови та роботи однофазних автономних інверторів напруги легко поширюються на m -фазні (зазвичай – трифазні) схеми.

Трифазним аналогом однофазної схеми (рис. 4.15,а) буде схема, наведена на рис. 4.17,а, що має шість ключів 1, 2, 3, 4, 5, 6. Як і раніше, розглянемо ідеалізований випадок, приймаючи для простоти, що з'єднані в зірку опори

навантаження – активні. Для кількісних оцінок можна прийняти умовні значення величин:

$$U = 1; \quad R_A = R_B = R_C = R = 1.$$

Розділимо період вихідної напруги на шість інтервалів I - VI і домовимося комутувати ключі на початку кожного інтервалу в порядку їхніх номерів, відповідно до рис. 4.17,а. У результаті отримаємо діаграму комутації, показану на рис. 4.17,б. Тут прийнята так звана 180° комутація, тобто коли кожний ключ замкнений протягом трьох інтервалів, або 1/2 періоду від 180°. Увімкнений стан ключів відзначений на діаграмі жирними лініями; внизу вказано, які із ключів замкнені на кожному інтервалі.

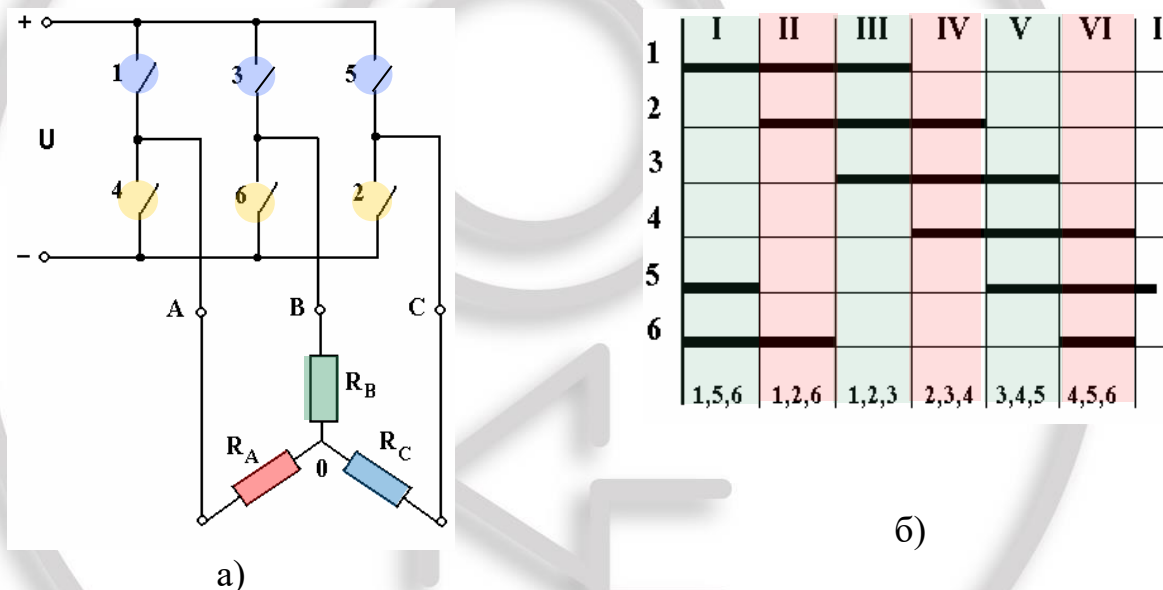


Рис. 4.17. Схема трифазного інвертора в(а) і діаграма комутації (б)

На інтервалі I точки A і C пов'язані з “плюсом” джерела, а точка B з “мінусом”, тобто інтервалу I відповідає схемі рис. 4.18,а. Неважко бачити, що опір кола між “+” і “-” складе при прийнятих значеннях величини $1/2 + 1 = 3/2$. Загальний струм буде $1 : 3/2 = 2/3$, тоді як фазні напруги будуть однакові: $U_{AI} = \frac{1}{3}$, $U_{BI} = -\frac{2}{3}$ і

$U_{CI} = \frac{1}{3}$ (за позитивний прийнято напрямок від затискачів A,B,C до нуля). Якщо перейти до векторного представлення величин, то отримаємо діаграму рис. 4.18,б: результуючий вектор, дорівнює 1, спрямований за віссю фази B.

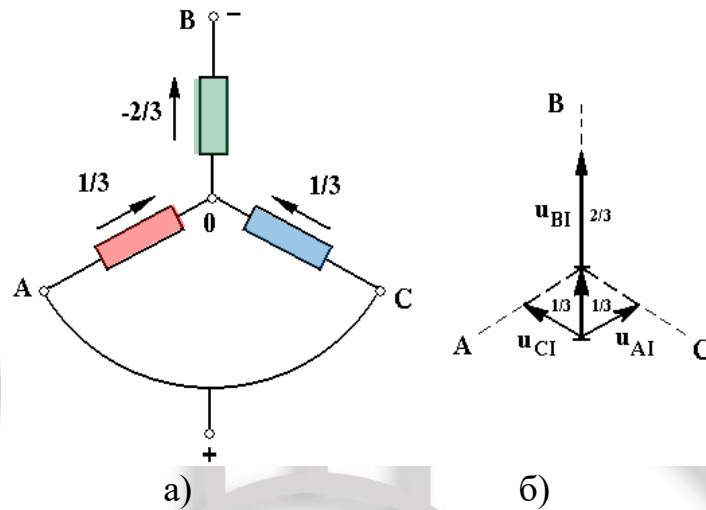


Рис. 4.18. Діаграми струмів (а) і напруг (б) на інтервалі I

Розглянемо аналогічно інтервал II. Тут точка A пов'язана з "+", а точки B і C – з "-" (схема рис. 4.19,а). Розмірковуючи аналогічним чином, отримаємо фазні напруги: $U_{AII} = \frac{2}{3}$, $U_{BII} = -\frac{1}{3}$, $U_{CII} = -\frac{1}{3}$ і побудуємо векторну діаграму рис. 4.19,б. Результуючий вектор, що як і раніше дорівнює 1, повернеться по годинній стрілці на 60° .

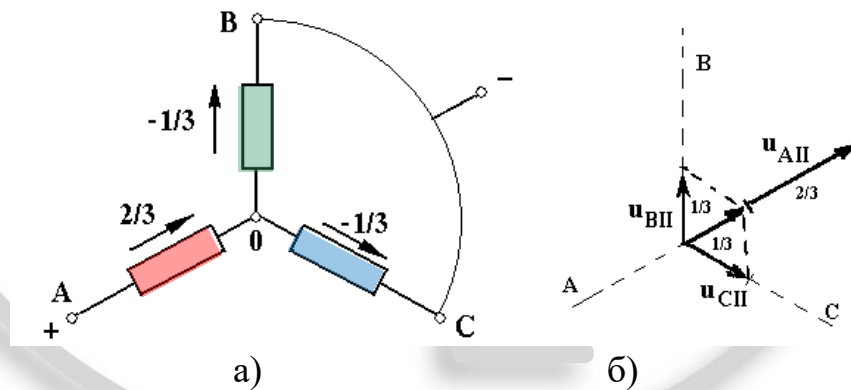


Рис. 4.19. Діаграми струмів (а) і напруг (б) на інтервалі II

Повторюючи аналогічні дії для інших інтервалів, отримаємо діаграми фазних напруг рис. 4.20,а та векторну діаграму на рис. 4.20,б. Іноді замість 180° комутації виконують за 120° комутацію, коли кожний ключ замкнений протягом двох інтервалів. При будь-якій комутації навантаження може бути ввімкнено як у зірку, так і в трикутник. У цих варіантах будуть трохи змінюватися форми напруг і їхні амплітуди, але принцип отримання трифазних (у загальному випадку – *m-фазних*) напруг залишиться незмінним. При активно-індуктивному навантаженні залишаться в силі розглянуті раніше в однофазному варіанті

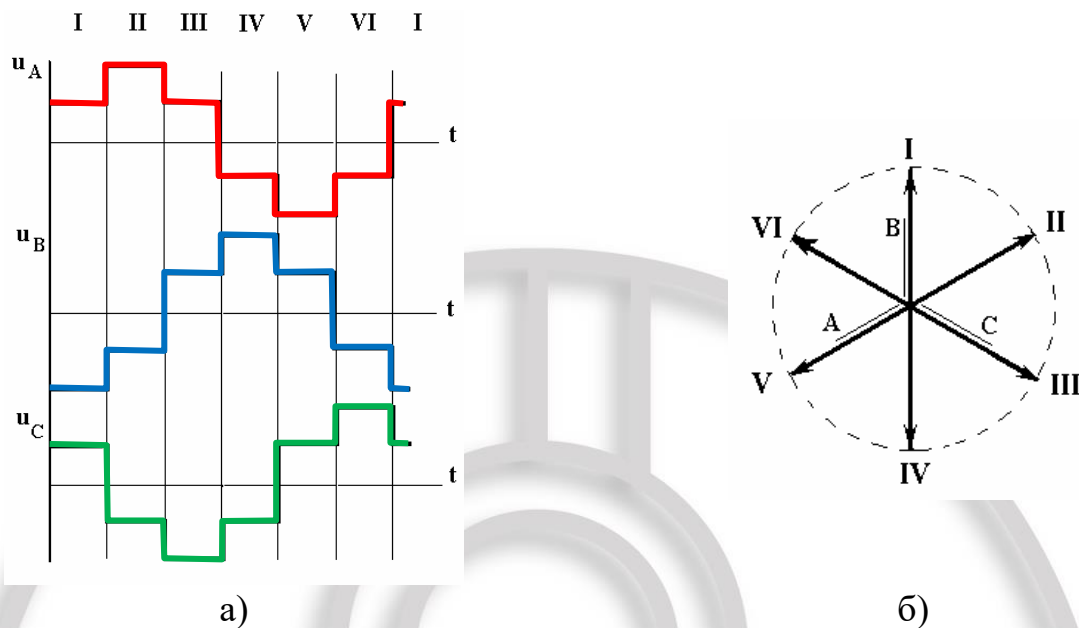


Рис. 4.20. Діаграми фазних напруг

необхідні доповнення – зворотні діоди, які шунтують ключі, і конденсатор, який бере участь у процесі перекачування енергії, що запасється в індуктивностях, на кожному такті роботи схеми.

Викладений принцип перетворення постійної напруги у змінну, заснований на використанні керованих ключів, у різних модифікаціях і варіантах використовується в переважній більшості сучасних перетворювачів частоти. Зокрема, і в автономних інверторах струму (AIC), коли на вході інвертора включений реактор, індуктивність якого достатня для підтримки струму навантаження практично незмінним протягом напівперіоду вихідної частоти. Таким чином, в AIC задається миттєве значення струму, де він живиться від джерела струму. Тут напруга – залежна змінна. Звичайно навантаження шунтується конденсатором з метою створення умов комутації ключів (тиристорів) і забезпечення нормальної роботи при активно-індуктивному навантаженні.

З викладеного витікає, що керовані ключі дозволяють перетворювати постійну напругу в m -фазну змінну напругу потрібної частоти, однак залишилося відкритим питання про керування амплітудою змінної напруги. Принципово є кілька можливостей. Перша, і очевидна, – використати для зв'язку з мережею керований випрямляч замість некерованого. Ця можливість використовується зазвичай в AIC і останнім часом у деяких АІН для забезпечення рекуперації енергії в мережу та зниження шкідливого впливу інвертора на мережу. Друга можливість – варіювання тривалості імпульсу всередині кожного напівперіоду. Третя – традиційно використовується в сучасних перетворювачах частоти на основі АІН – широтно-імпульсна модуляція ШІМ.

Ідею побудови автономного інвертора напруги із ШІМ проілюструємо на

прикладі найпростішої ідеалізованої однофазної схеми із суто активним навантаженням – рис. 4.15,а.

Для зміни амплітуди та форми напруги на навантаженні розділимо кожний період T на n рівних частин (інтервалів) із тривалістю кожного $\tau = T/n$ та будемо комутувати ключі 1, 2 на кожному інтервалі позитивного напівперіоду, а ключі 3, 4 – на кожному інтервалі негативного напівперіоду, як показано на рис. 4.21,а. Тоді на кожному інтервалі i до навантаження буде прикладатися не повна напруга U , а лише її частина U_{CP} :

$$U_{CP,i} = \frac{U \cdot t_{1,i}}{t_{1,i} + t_{2,i}} = \frac{U \cdot t_{1,i}}{\tau} = U \varepsilon_i.$$

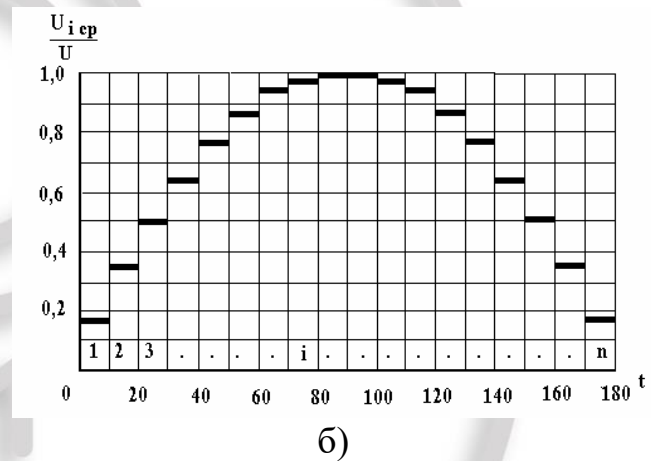
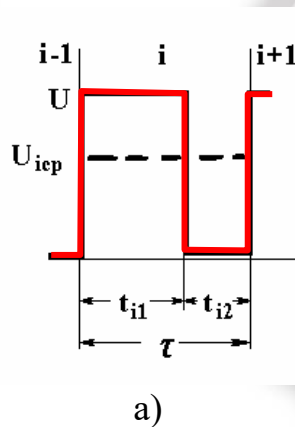


Рис. 4.21. ШІМ на інтервалі (а) і на половині періоду вихідної частоти (б)

Змінюючи на кожному інтервалі відносну ширину імпульсу $\varepsilon_i = \frac{t_{1,i}}{\tau}$, можна легко управляти середньою за інтервал напругою $U_{CP,i}$, тобто формувати на кожному напівперіоді будь-яку потрібну форму напруги, як показано на рис. 4.21,б. Із збільшенням n буде зменшуватись τ , і східчаста крива буде наближатися до заданої плавної.

Використовуючи широтно-імпульсну модуляцію, можна формувати будь-яку потрібну форму кривої струму, з огляду на 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.

Слід зазначити, що реалізувати широкі можливості ШІМ вдалося лише за

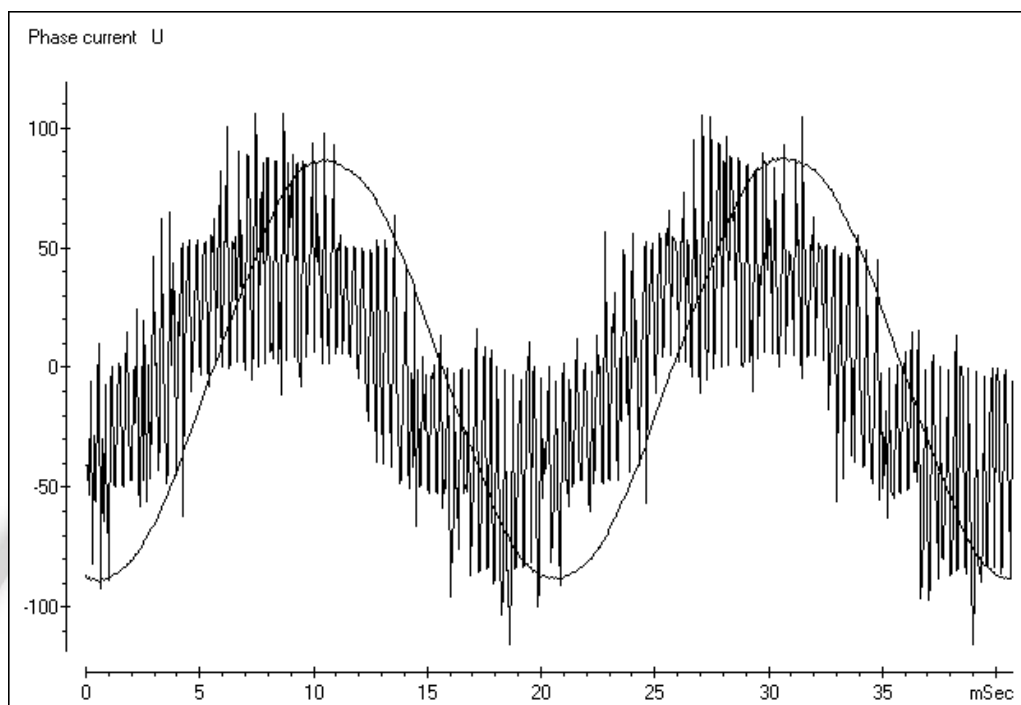


Рис. 4.22. Експериментальна осцилограма напруги та струму в ПЧ із ШІМ

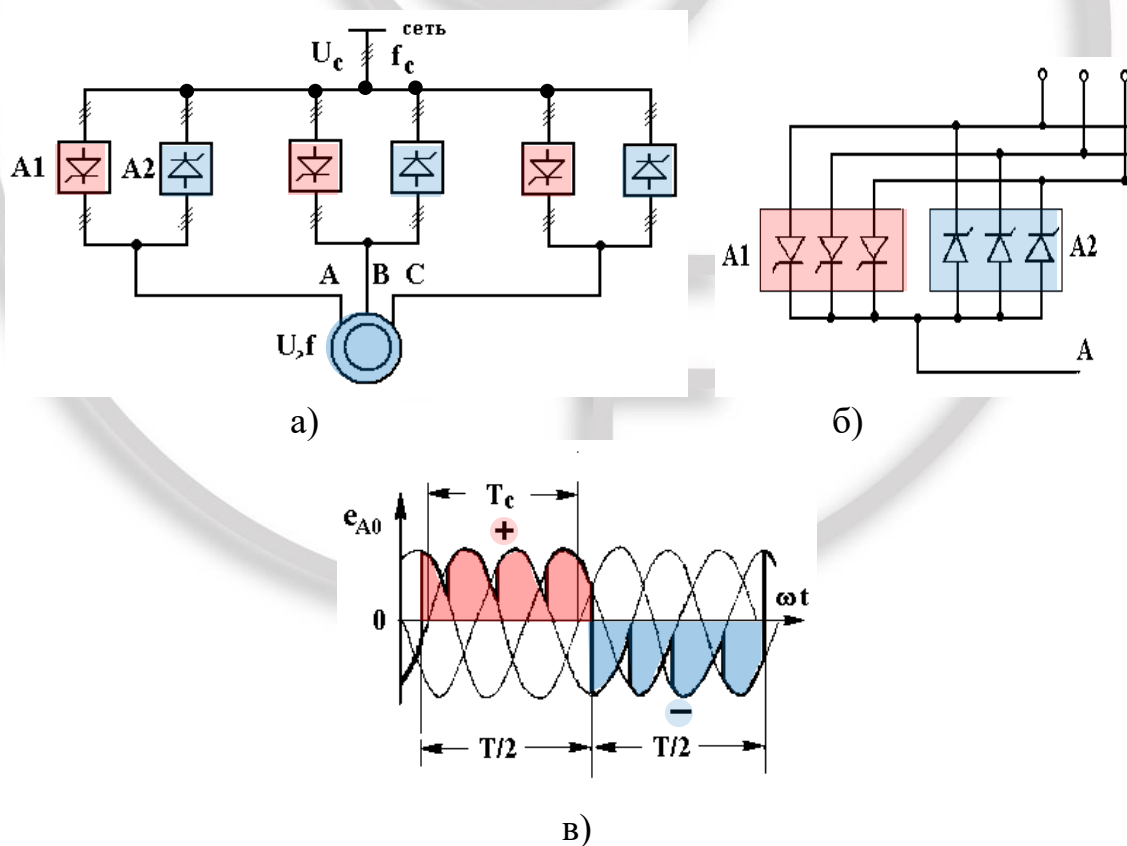


Рис. 4.23. Схеми (а) і (б) і діаграма напруг (в) перетворювача частоти з безпосереднім зв'язком

останні 10-20 років з появою на ринку нових ключів, зокрема, транзисторних модулів IGBT з напругою до 1200 В, струмом до 600 А і частотою комутації до 30 кГц, а також засобів керування ними.

На рис. 4.22, в якості прикладу, показані експериментальні осцилограми фазної напруги та струму в одній з версій системи ПЧ-АД.

Поряд з розглянутими вище перетворювачами частоти з явно вираженою ланкою постійного струму іноді використовуються перетворювачі частоти, в яких немає проміжної ланки постійного струму, а трифазна мережа живлення безпосередньо пов'язана з навантаженням – статорними обмотками АД через групи керованих випрямлячів – рис. 4.22,а,б. Такі ПЧ називають перетворювачами частоти з безпосереднім зв'язком з мережею або циклоконверторами.

Кожна фаза двигуна (на рис. 4.22,б зображена фаза А) забезпечена двома комплектами паралельно включених керованих випрямлячів, виконаних на найпростіших напівкерованих ключах – тиристорах. Управляючи випрямлячами, можна забезпечити умови, за яких на кожній фазі двигуна в позитивний напівперіод необхідної вихідної напруги (“+” на рис. 4.22,в) проводить один комплект тиристорів А1, а в негативний (“-”) інший – А2.

З рис. 4.23,в видно, що період вихідної напруги T , і частота $f = \frac{1}{T}$, залежать від моменту перемикання комплектів тиристорів та може змінюватись в деяких межах. Верхня межа частоти обмежена, оскільки при наближенні T до T_C (періоду напруги мережі) вихідна напруга виявляється сильно спотвореною; на практиці часто приймають $f \leq \frac{f_C}{2}$.

Амплітуда вихідної напруги може змінюватися за рахунок зміни кута, як показано на рис. 4.23,в.

До переваг циклоконвертера варто віднести схемну простоту, можливість реалізації на простих, дешевих ключах, можливість двосторонньої передачі потужності, малі втрати в силовому каналі. Однак, його недоліками є низька верхня частота, сильне спотворення як постачальної, так і вихідної напруги, що обмежують поки його застосування лише окремими спеціальними приводами.

Як виходить з викладеного вище, перетворювачі частоти є одночасно і регуляторами напруги, однак ця їхня функція має допоміжний характер.

Разом з тим, є спеціальна група електричних перетворювачів – регулятори напруги, єдиною функцією яких є керування середньою за напівперіод величиною змінної напруги.

Типова схема трифазного тиристорного регулятора (перетворювача) напруги ТПН, що включається між мережею змінного струму та навантаженням (АД), представлена на рис. 4.24,а.

Три пари зустрічно-паралельно ввімкнених тиристорів управляються блоком управління БУ, що являє собою будь-який пристрій типу СІФК (схема імпульсно-

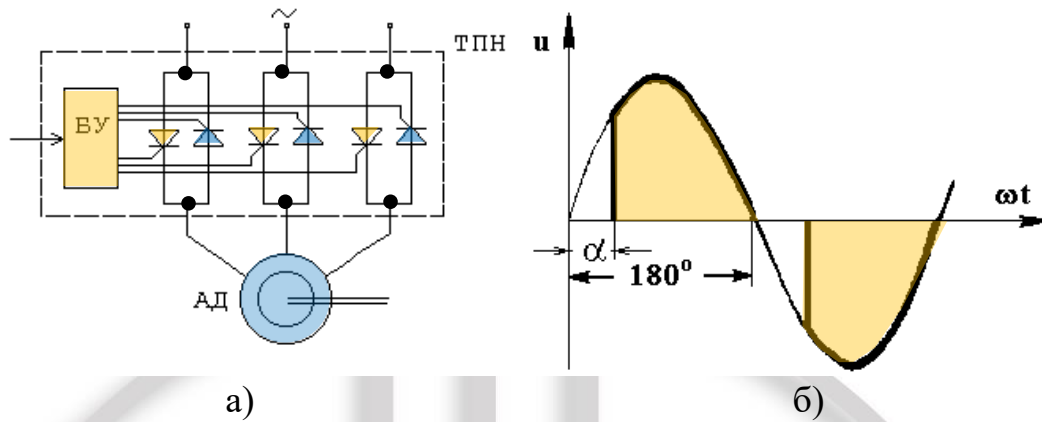


Рис. 4.24. Тиристорний регулятор напруги

фазового керування). СІФК подає на тиристири відкриваючі імпульси в моменти, зміщені на змінюваний кут α відносно моменту природної комутації, завдяки чому напруга теоретично міняється від $U = U_H$ (при $\alpha = 0$) до 0 (при $\alpha = 180^\circ$) (рис. 4.24,б). Закривання тиристорів відбувається природно – при зменшенні струму, що протікає через них, до нуля.

Регулятори напруги, що відрізняються значною простотою, доступністю елементної бази (тиристири), малими габаритами, високою надійністю та низькою вартістю, давно використовуються у світовій практиці як регулятори швидкості малопотужних, зазвичай однофазних, двигунів (частка кВт) і як пристрої плавного пуску і гальмування трифазних двигунів значної (десятки – сотні кВт) потужності. Вони ж можуть використовуватися і для керування напругою з метою енергозбереження при $\omega \approx const$ і сильно змінному навантаженні, а також в якості безконтактного пускача.

4.8. Реалізація цифрових систем імпульсно-фазового керування

Задачі керування сучасного автоматизованого електропривода можуть бути розділені на дві складові. До них, по-перше слід віднести питання гарантованого м'якого запуску і забезпечення захисту від можливих аварійних ситуацій. Друга категорія питань пов'язана з регулюванням обертового моменту і частоти обертання вихідного валу приводних двигунів, що забезпечує, таким чином, раціональні технологічні та енергетичні режими роботи устаткування. Перша категорія, як правило, здійснюється за допомогою релейно-контакторних магнітних станцій керування або пристроїв плавного пуску, що іноді називають «софтстартерами». Магнітні станції керування, незважаючи на їхню реалізацію за допомогою сучасної елементної бази, морально застаріли. На теперішній час мають перевагу пристрої плавного пуску, що фактично являють собою тиристорні регулятори змінної напруги, керовані цифровими засобами автоматизації. Що ж до цілком регульованого електропривода, то на сучасному етапі упевнену першість

тримають електроприводи змінного струму, керовані частотними перетворювачами при скалярному, трансекторному або прямому керуванні моментом.

Регульований перетворювач змінної напруги складається із силового блоку і системи імпульсно-фазового керування (СІФК) (рис. 4.25).

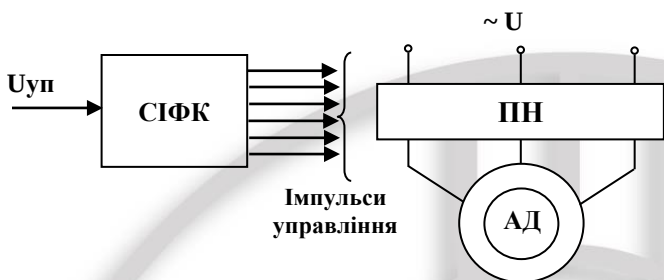


Рис. 4.25. Структурна схема тиристорного перетворювача напруги

Це розімкнена система з асинхронним електроприводом змінного струму, де регулювання напруги виконується шляхом зсуву імпульсів управління у функції фази напруги синхронізації. Застосування в перетворювачі симетричних напівкерованих триністорів допускає їхнє відкривання тільки у випадку наявності імпульсу керування і прямого прикладення напруги на керуючих приладах, а розрив силового кола можливий при наявності зворотної напруги на приладах і нульовому струмі через них.

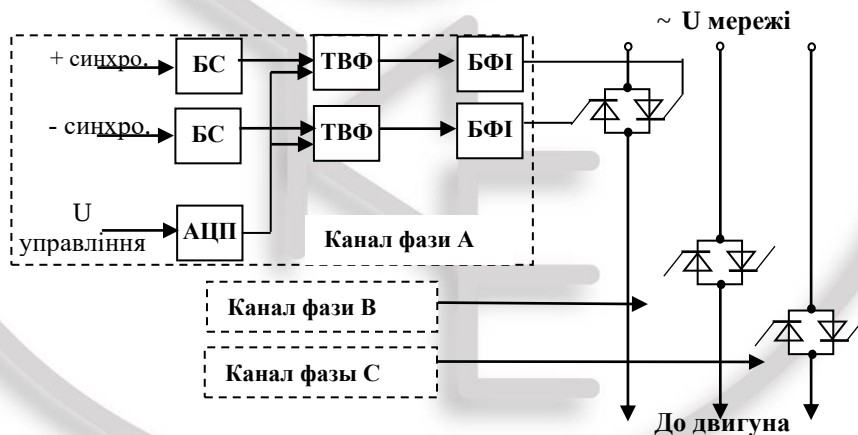


Рис. 4.26. Структурна схема СІФУ з фазним керуванням імпульсів відмикання

Сучасна цифрова система імпульсно-фазового керування перетворювача напруги (рис. 4.26) складається з наступних блоків: БС – блоку синхронізації; ТВФ – таймеру визначення фази зсуву імпульсів; АЦП – аналого-цифрового перетворювача.

Схема БС, яка керована мережею живлення, виділяє точку початку часу відліку відповідно в позитивній і негативній напівхвилі фазної напруги і дозволяє відпрацювання інтервалу відліку фази для зсуву імпульсів керування. Завдання на

необхідний рівень вихідної напруги перетворювача визначається кодом діджиталізованої АЦП напруги завдання, який далі подається на входи завантаження реверсивного лічильника ТВФ. Внаслідок інкрементування коду в лічильнику ТВФ до нульового рівня відбувається формування керуючого імпульсу. Через малу тривалість останнього, відкривання тиристорів перетворювача не завжди гарантовано. Тому БФІ виконує функцію розширення імпульсу і узгодження його потужності з потужністю елемента керування.

Схемне рішення одного каналу цифрового блоку СІФК регулятора змінної напруги, побудовано відповідно до структурної схеми рис. 4.26 і показано на рис. 4.27. Воно складається з схеми синхронізації – 1; АЦП – 2, побудованого на

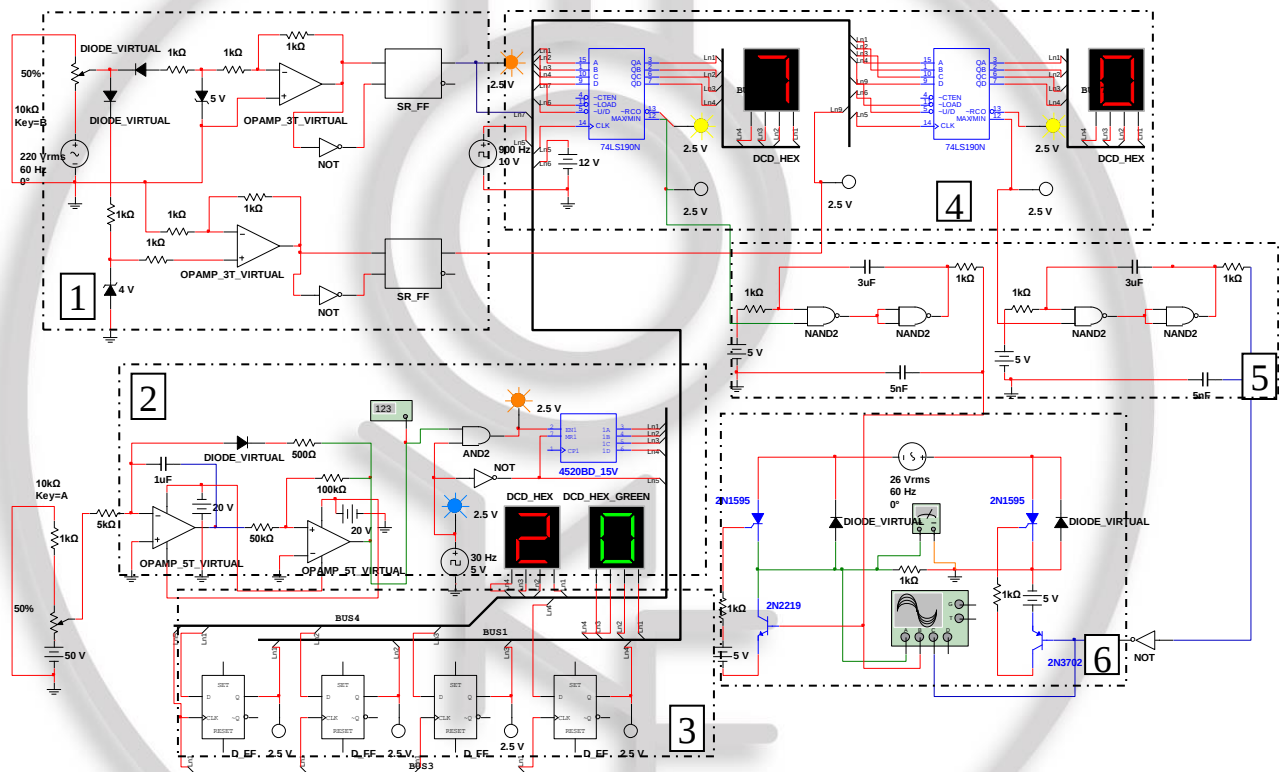


Рис. 4.27. СІФК регулятора змінної напруги

базі перетворювача напруги – частота, чотирирозрядного таймера, генератора і схеми дозволу виміру та чотирирозрядного регістру 3 збереження попереднього виміру; реверсивного лічильника – 4; формувачів тривалості керуючого імпульсу 5 і, власне, перетворювача змінної напруги – 6. Наочність процесів, що відображаються в схемі, може бути відстежено за допомогою встановлених у контрольних точках логічних і семисегментних індикаторів. Крім цього, форма, тривалість і фаза керуючих і вихідних напруг контролюються за допомогою віртуального чотириканального осцилографа. Позиції 1, 2 (рис. 4.28) показують імпульси керування по каналах, а 3 – вихідну напругу. Регулювання амплітуди на виході перетворювача встановлюється напругою на вході АЦП. Його величина пропорційна площі під кривою 3 рис. 4.28.

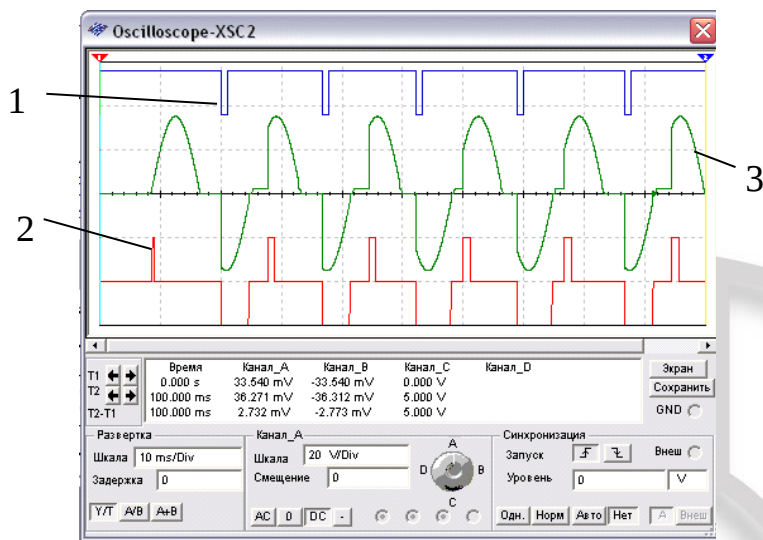


Рис. 4.28. Часові діаграми роботи СІФК

Інший спосіб регулювання амплітуди вихідної напруги – це широтно-імпульсна модуляція (ШІМ), що найчастіше реалізується на базі транзисторних перетворювачів. У цьому випадку система імпульсно-фазового керування дещо відрізняється від попередньої, оскільки працює з повністю керованими ключами. Схема СІФК, представлена на рис. 4.29, містить наступні складові: БС – блоки синхронізації; ГРС – генератор регульованої шпаруватості імпульсів; ПМ – пристрій модуляції сигналів керування; БФІ – блок формування імпульсів і транзисторний регулятор. Принципово рівень напруг на виході для обох випадків визначається однаково. Тобто, її величина пропорційна площі інтервалів діаграми при відкритих ключах ШІМ. СІФК ШІМ є простішою порівняно з фазними схемами і відповідно має вищу надійність. У іншому обидва варіанти систем керування можна вважати рівноцінними.

Принципова схема моделі СІФК із ШІМ, зображена на рис. 4.30, відрізняється від фазової СІФК наявністю генератора прямокутних імпульсів з регульованою шпаруватістю (позиція 1 рис. 4.30,а), пристрою модуляції (позиція 2) і блоків формування імпульсів (позиція 3). Робота системи синхронізації із ШІМ подібна системі з фазним регулюванням подачі керуючих імпульсів.

Модуляцію виконують логічні елементи типу «І». Відомо, що для таких логічних елементів активним є сигнал логічного нуля. Таким чином, наявність сигналу синхронізації дозволяє проходження імпульсів генератора на відповідний канал ключового перетворювача. У цілому блоку формування імпульсів не міститься розширювачів імпульсів через їх непотрібність. Однак у зв'язку з наявністю в силовій частині перетворювача транзисторів різної провідності БФІ для різних каналів мають різну структуру. У силовій частині використані діодні розв'язки, що запобігають прикладання зворотних напруг до колекторно-емітерних переходів.

У модель також введені логічні індикатори, що дозволяють контролювати проходження імпульсів відкривання транзисторів.

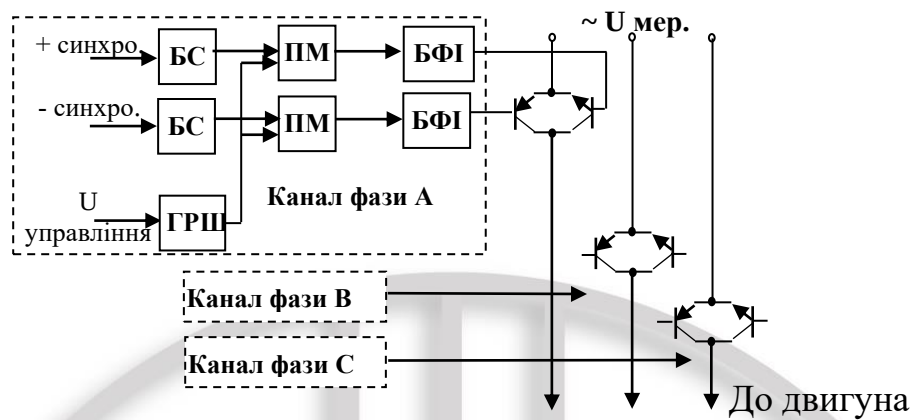
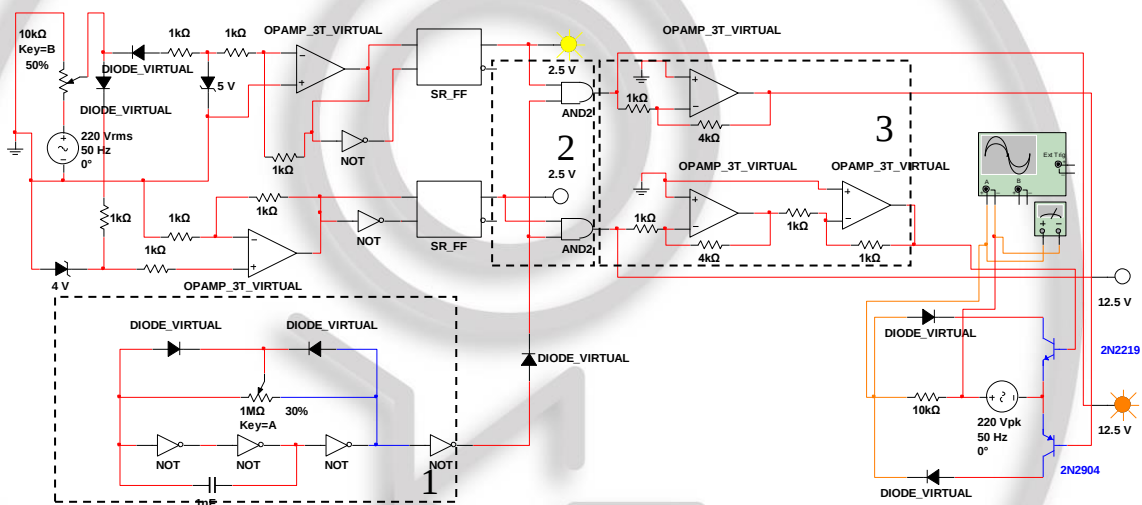
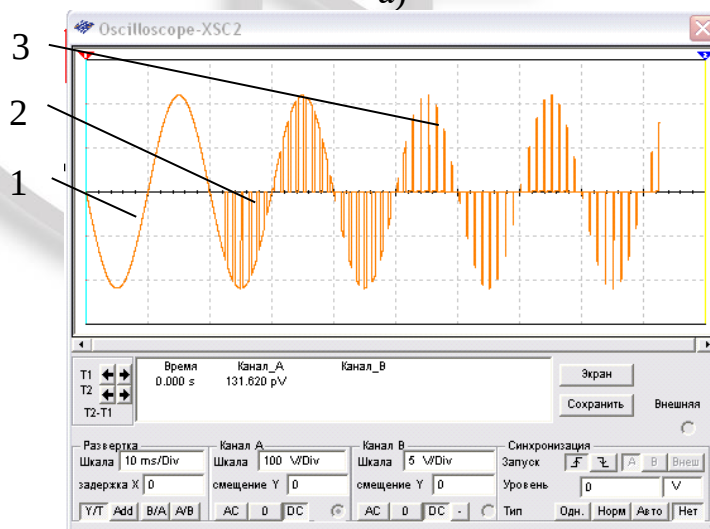


Рис. 4.29. Структурна схема СІФК із широтно-імпульсним керуванням



а)



б)

Рис. 4.30. СІФК із широтно-імпульсним керуванням

Роботу СІФК із ШІМ продемонстровано при роботі перетворювача на активний опір. Позиція 1 (рис. 4.30,б) показує ситуацію, при якій практично відсутні імпульси генерації з одночасною наявністю імпульсів синхронізації. Випадки 2 і 3 ілюструють збільшення інтервалу часу перебування ключів у виключеному стані, що супроводжується зниженням рівня вихідної напруги.

Пристрої регулювання напруги в статорних колах двигунів змінного струму, як згадувалося раніше, призначені для забезпечення плавного пуску, і ніяк не впливають на режими регулювання параметрів привода протягом виконання ним технологічних операцій. Для вирішення задачі безперервного керування використовують перетворювачі частоти (ПЧ). На даний момент відомі два основних типи ПЧ. Це перетворювачі частоти з безпосереднім зв'язком з електричною мережею і перетворювачі частоти з ланкою постійного струму. На жаль, такі недоліки, як малий діапазон регулювання частоти і складність систем керування не дозволили створити умови для широкого впровадження в промисловість ПЧ із безпосереднім зв'язком з мережею. Щодо другого типу ПЧ, то їх будують на базі схем автономних інверторів струму або напруги з регулюванням частоти за рахунок зміни швидкості подачі імпульсів відкривання, і керування рівнем напруги шляхом широтноімпульсної модуляції імпульсів на базах транзисторів перетворювача.

Відмінною рисою СІФУ автономних інверторів напруги є те, що їхні керуючі імпульси не зв'язані із синхронізацією по фазних напругах мережі. Це дозволяє здійснювати відкривання транзисторів перетворювача за допомогою розподільників імпульсів, побудованих на базі схем цифрового інтегрування і дешифрації. Крім цього, в цій системі керування імпульсами, в якості вхідних сигналів керування виступають завдання на частоту і завдання на рівень напруги. Ці сигнали завдання можуть бути зв'язані один з одним законом керування або регулюватися незалежно.

Структурна схема СІФУ для ПЧ з автономним інвертором напруги зображена на рис. 4.31 і включає наступні блоки: ГРІ – генератор розподільника імпульсів; ЛІ – лічильник імпульсів; ДРІ – дешифратор розподілу імпульсів; ГРШ – генератор регульованої шпаруватості; ПМ – пристрій модуляції керуючих імпульсів і БФІ – блок формування імпульсів. Силова частина схеми в даному випадку показана при живленні від джерела постійного струму. Хоча в реальному перетворювачі частоти первинна його частина звичайно реалізується як некерований випрямляч. При моделюванні ланка постійного струму навмисне не використовується, щоб спростити результуючу систему.

Карта розподілу імпульсів відкривання транзисторів відповідає умові роботи перетворювача, за яких він був керований мережею. Користуючись таблицею істинності і картою розподілу, проектують ДРІ, на вхід якого через лічильник ЛІ циклічно подаються коди ГРІ. Це відбувається шляхом зміни напруги по входу ГРІ, що побудований як перетворювач напруга-частота. Генератор ГРШ і пристрій модуляції ПМ сигналів частоти керування побудовані, так само як і в регуляторі

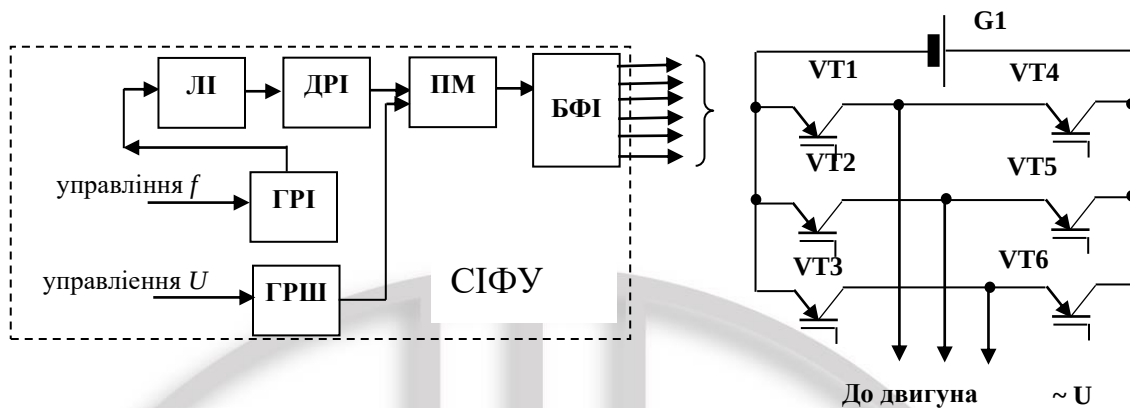


Рис. 4.31. Структурна схема СІФК автономного інвертора напруги

напруги із ШІМ. Блок формування імпульсів виконує винятково функцію узгодження потужностей між системою керування і перетворювачем.

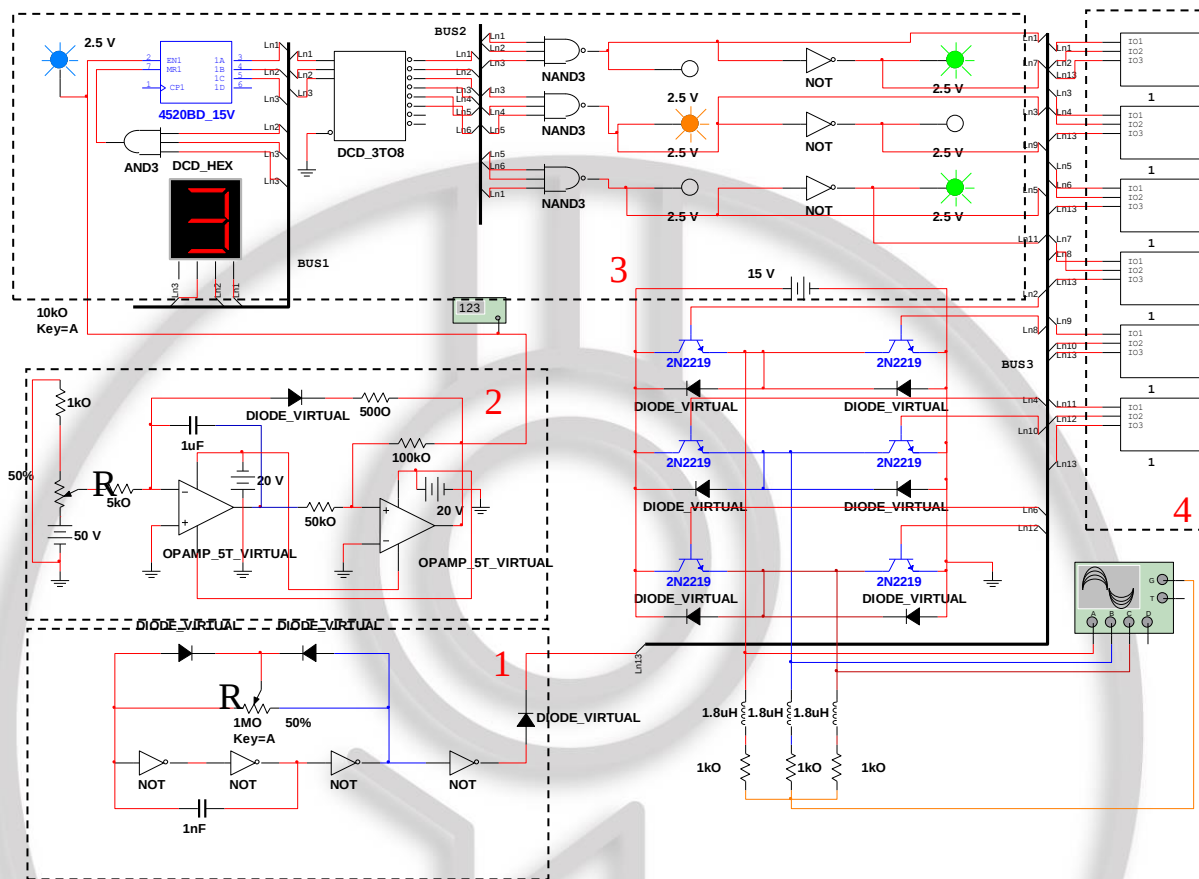
Модель СІФК автономного інвертора напруги також побудована програмними засобами Multisim. Перетворювач навантажений на 3-фазний активно-індуктивний опір. Його складові компоненти представлені на рис. 4.32 а, де 1 – генератор із регулюванням шпаруватості, 2 – перетворювач напруга-частота, 3 – розподільник імпульсів, що включає лічильник з обмеженим скидом відповідно до таблиці розподілу і дешифратор розподілу імпульсів, 4 – блок модуляції і розподілу керування. Регулювання амплітуди сформованої напруги і заданої частоти на виході інвертора виконується за допомогою резисторів R1, R2.

Результат роботи схеми СІФК показаний на рис. 4.32,б. Позиції 1 і 2 відображають умови, при яких інвертор працює з максимальною частотою і наступним її зниженням. Позиція 3 демонструє мінімальну частоту роботи і зниження амплітуди напруги, що досягається за рахунок ШІМ керування.

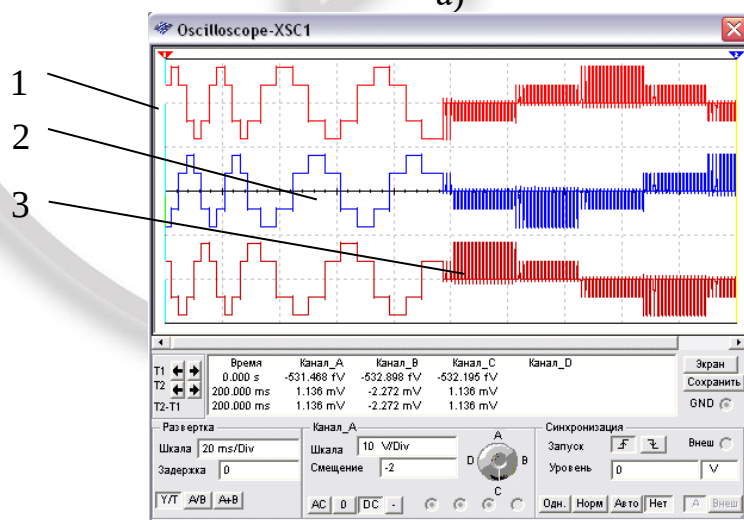
Підхід до побудови СІФК для перетворювачів постійного струму істотно не відрізняється від схем регулювання змінної напруги при фазозсуваючому і широтно-імпульсному методах керування. Зміни стосуються тільки включення силових схем випрямлячів.

Схема СІФК із ШІМ, що показана раніше, реалізує можливість ручного регулювання амплітуди напруги на виході силового блоку. У випадку автоматизованого управління необхідний інший підхід. Можлива реалізація такого СІФК із ШІМ зображена у вигляді функціональної схеми рис. 4.33.

До її складу входять аналогово-цифровий перетворювач (АЦП) – 1; широтно-імпульсний регулятор з фазовим регулюванням шпаруватості 2 і силовий модуль 3. АЦП побудований на основі перетворювача напруга-частота НПЧ із підрахунком імпульсів лічильником ЛЧІ і перетворенням коду в функції імпульсів синхронізуючого генератора СГІ. Для збереження діджиталізованого аналогового сигналу, що виміряний на попередньому кроці, застосовується регістр РЗІ.



a)



б)

Рис. 4.32. СИФК автономного инвертора напряжения

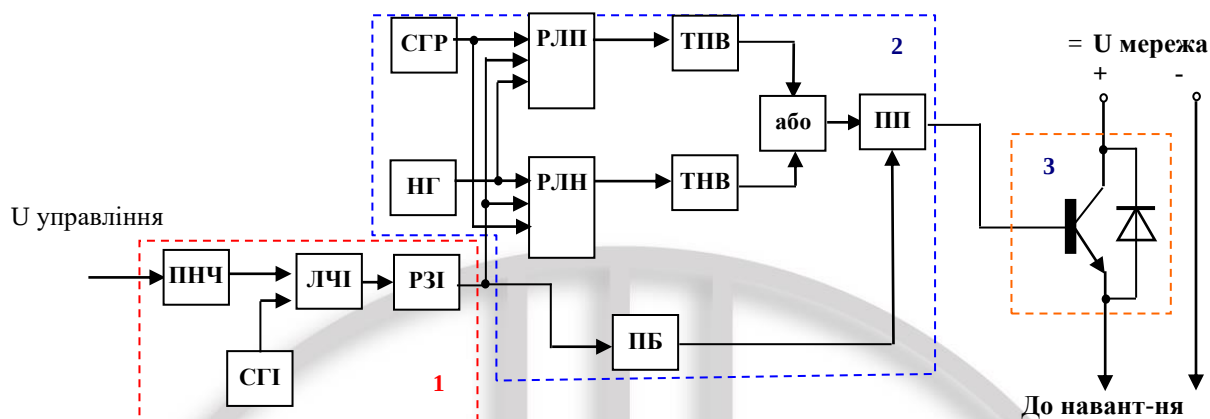


Рис. 4.33. Структура ШІМ з координатно-фазовим керуванням імпульсів

Широтно-імпульсний регулятор передбачає періодичне завантаження реверсивних лічильників РЛП позитивної РЛН негативної хвилі кодом фазового зсуву імпульсів відкриття. Їхнє завантаження відбувається по сигналу логічної одиниці із синхрогенератора СГР, а відбиття заданого інтервалу часу, що відповідає завантаженому коду, виконується при подачі імпульсів з генератора несучої частоти НГ. При досягненні нуля в результаті інкрементування вихідного завантаженого коду на виході лічильників РЛП або РЛН виникає імпульс відкриття силового блоку 3. Оскільки кожен лічильник працює на своїй частині періоду генератора СГР, то в цей час імпульс відкриття фіксується у своєму тригері ТПВ або ТНВ. Одночасно при взведенні ТНВ відбувається автоматичний скид ТПВ. Результуючий сигнал керування формується у блоці АБО. Особливістю схеми є відлік інтервалів фазового зсуву імпульсів керування з моменту їх включення. Код «нуль» при включенні відповідає максимальній напрузі на навантаженні. Такий стан триває до моменту першого виміру сигналу керування на вході АЦП. Для блокування відкриття силового блоку до першого виміру АЦП використовується блок початкового блокування ПБ. Для узгодження потужностей сигналу системи управління із силовим блоком застосований підсилювач потужності ПП. Таким чином, посилений сигнал з ПП потрапляє на базу регулюючого транзистора включеного за схемою із загальною базою і шунтуванням переходу емітер-колектор зворотним діодом для роботи на активно-індуктивне навантаження.

Для запропонованої структури побудована Multisim модель (рис. 4.34). Розрахунок її основних елементів здійснюється згідно відомих методик. Що стосується визначення максимальної частоти перетворювача напруга-частота, генераторів синхронізації і генератора несучої частоти, то вони можуть бути виконані згідно запропонованого методу. Розрахунок слід починати з вибору вхідних даних.

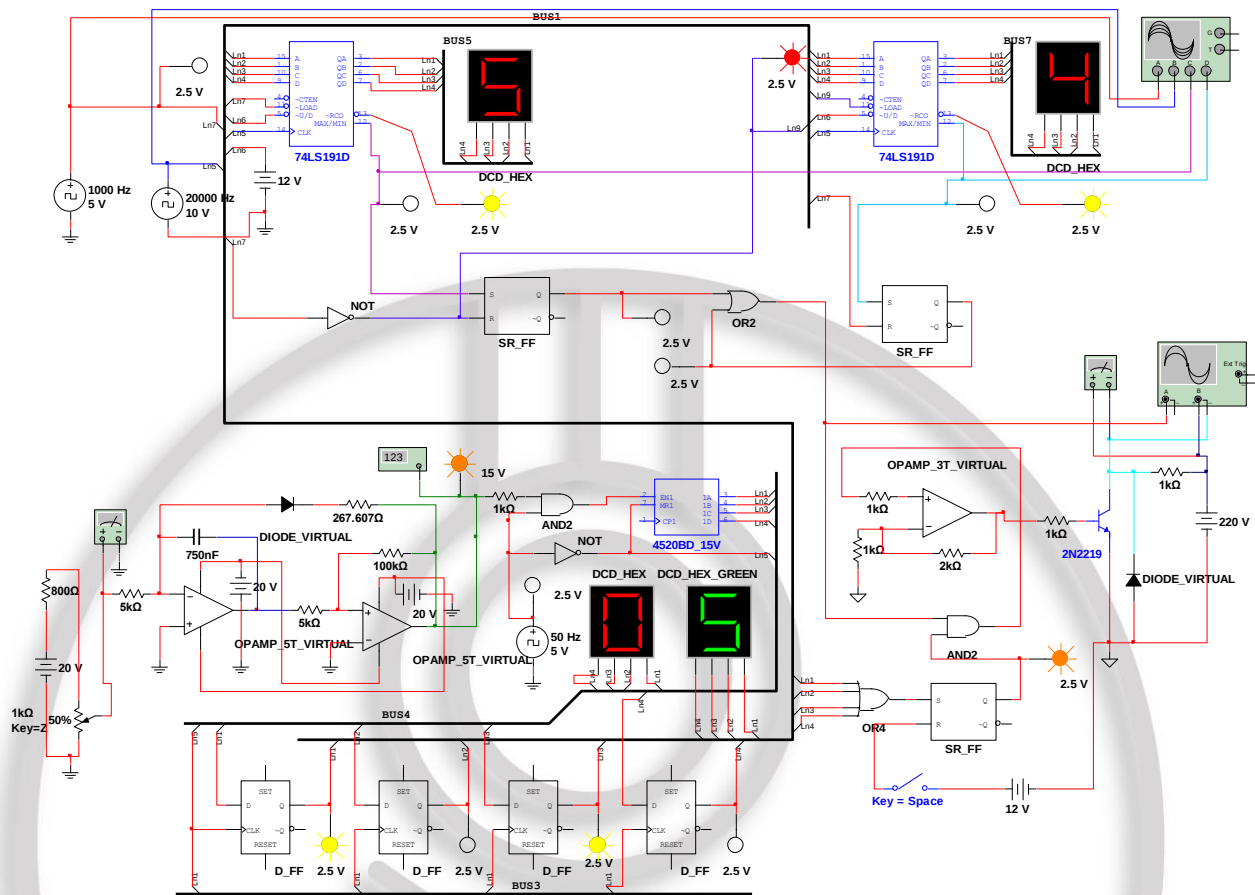


Рис. 4.34. ШІМ регулятор із координатно-фазовим регулюванням шпаруватості

До їх числа відносять максимальну напругу виміру на вході АЦП – U_{BX} [В]; чутливість АЦП – u_q [В/1коду]; час швидкодії АЦП – t [с]. Для замовлених входних даних визначається число імпульсів максимального виміру і частота синхронізації АЦП.

$$N = \frac{U_{BX}}{u_q} \text{ [код]}; \quad f_c = \frac{1}{t} \text{ [Гц]}.$$

Тоді максимальна частота перетворювача напруга-частота дорівнює

$$f_p = \frac{2 \cdot N}{t} \text{ [Гц]}.$$

При розрахунку частоти синхронізації (шпаруватості вихідного сигналу) лічильників фазового зсуву слід витримати співвідношення f_p/f_c

$$f_{pp} = \frac{f_p}{f_c} f_p \text{ [Гц]}.$$

Несучу частоту необхідно визначати відповідно до рівняння

$$f_{cc} = \frac{f_{pp}}{2 \cdot N} \text{ [Гц]}.$$

Отже, для вхідних даних $U_{BX}=10$ [В], чутливості АЦП – $u_q=1$ [В/1коду] і швидкодії АЦП – $t=0,02$ [с] створена схема рис. 4.34 і побудована регулювальна характеристика рис. 4.35.

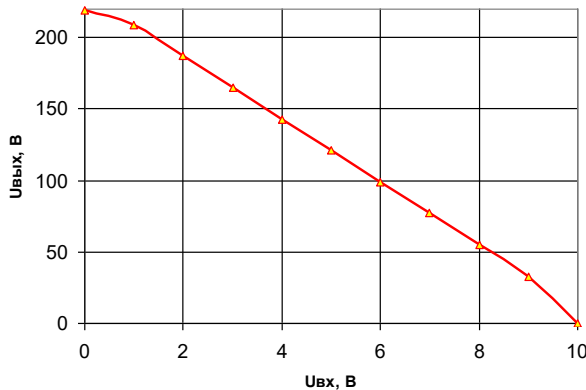
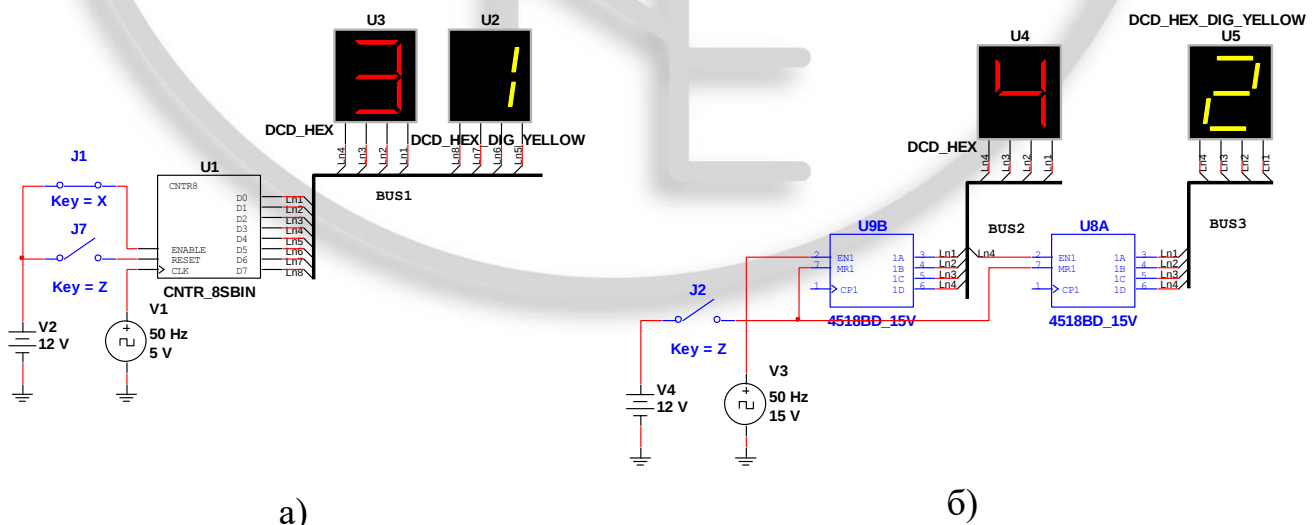


Рис. 4.35. Регулювальна характеристика ШІМ регулятора

Точність вимірів і регулювання, як відомо, залежить від розрядності АЦП і реверсивних лічильників фазового зсуву імпульсів керування. Запропонована схема рис. 4.34 має чотири активних розряди, що є недостатнім. Тому в таких випадках пропонуються варіанти схемного рішення дикрементних лічильників АЦП або їх каскадування рис. 4.36. Збільшення розрядності АЦП відповідно спричиняє збільшення розрядності реверсивних таймерів рис. 4.37.



а) б)
Рис. 4.36. Схеми дикрементних лічильників:
а – некаскадований; б – каскадований

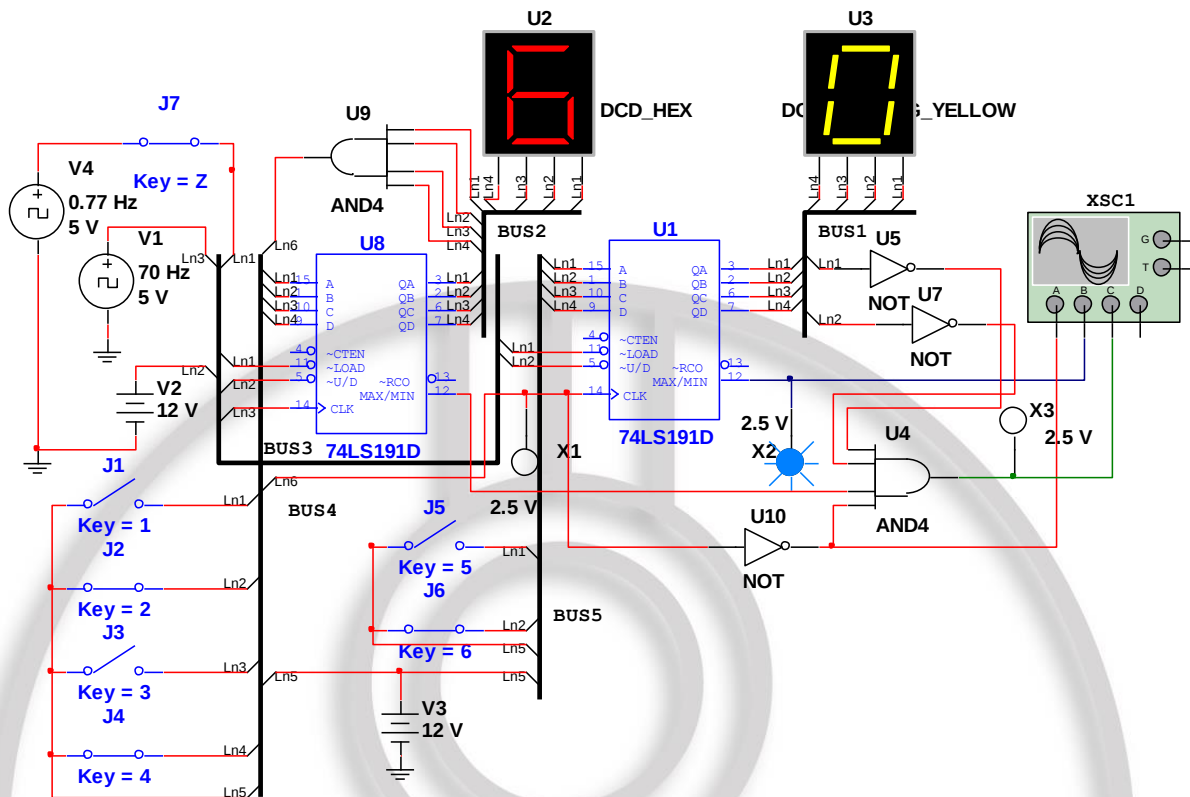


Рис. 4.37. Схема каскадування чотирирозрядних інкрементних лічильників

ПЕРЕЛІК ПИТАНЬ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЮ

1. Конструктивні особливості та принцип роботи асинхронного двигуна.
2. Можливі методи керування швидкістю електропривода змінного струму.
3. Процеси в АД при $\omega = \omega_0$.
4. Процеси в АД під навантаженням.
5. Побудова схеми заміщення фази асинхронного двигуна.
6. Механічні характеристики АД.
7. Можливі режими роботи АД (проілюструвати за допомогою графіків механічних характеристик).
8. Схемне рішення та графіки механічних характеристик для режиму реверсу АД.
9. Реалізація та розрахунок режиму динамічного гальмування АД.
10. Номінальні дані АД та їх аналіз.
11. Регулювання швидкості АД за допомогою перетворювача частоти з безпосереднім зв'язком з мережею. Дати оцінку такого методу керування.
12. Регулювання швидкості АД за допомогою перетворювача напруги. Дати оцінку такого методу керування.
13. Регулювання швидкості АД шляхом перемикання числа пар полюсів. Дати

- оцінку такого методу керування.
14. Регулювання швидкості АД з фазним ротором шляхом перемикання щаблів додаткових резисторів у колі ротора. Дати оцінку такого методу керування.
 15. Регулювання швидкості АД з фазним ротором шляхом регулювання проти ЕРС в роторі (машино-вентильний каскад). Дати оцінку такого методу керування.
 16. Електропривод змінного струму з фазним ротором та системою подвійного живлення.
 17. Синхронний двигун та його різновиди. Схемне рішення вентильно-індукторного електропривода.
 18. Схемна реалізація та принцип роботи трифазного перетворювача частоти із ділянкою постійного струму. Дати оцінку.
 19. Таблиці діаграм роботи трифазних автономних перетворювачів частоти при 180° та 120° керуванні. Побудова фазних напруг для регулювання обох випадків.
 20. Методи фазного та широтно-імпульсного керування напруги в перетворювачах частоти.
 21. Схемна реалізація та принцип роботи трифазного перетворювача частоти із безпосереднім зв'язком з джерелом живлення змінного струму. Дати оцінку.
 22. Які принципи закладено в схемні рішення для створення автономних перетворювачів струму та напруги?
 23. Схемна реалізація та принцип роботи трифазного перетворювача напруги. Дати оцінку.

V. ЕЛЕМЕНТИ ПРОЕКТУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДА

5.1. Загальні відомості

Зазвичай задачі проектування мають наступні етапи: здійснення заміни застарілого електропривода на сучасні системи із більш ефективними технічними та економічними показниками; обґрунтована модернізація нерегульованого електропривода шляхом установки систем автоматичного керування; розробка електропривода, що спроможний замінити імпортований, експлуатація якого неможлива через відсутність запасних частин; розробка електроприводів будь-яких унікальних систем, наприклад, таких як дослідний стенд, спеціальний транспортер тощо.

Усі завдання проектування є досить складними і можуть бути вирішені різними нерівноцінними способами, а вибір одного із них, який надалі реалізується, повинен бути зроблений на основі низки критеріїв із врахуванням системи конкретних обмежень. Назвемо основні етапи інженерного проектування.

Формулювання задачі – перший етап проектування. Це точне з'ясування того, що є натеper, що не задовольняє споживача, і що повинно стати кращим після реалізації проекту. На даному етапі неважливі деталі, потрібні лише головні якості об'єкта до та після проектування. Якщо цей етап виконаний некваліфіковано, досить велика небезпека того, що всю подальшу роботу буде зроблено марно.

Аналіз задачі – другий етап проектування – виявлення усіх значних якісних та кількісних показників розробки до і після проектування, визначення обмежень та призначення критеріїв, за якими буде оцінено кінцевий продукт.

Пошук можливих рішень – третій етап проектування. Тут в першу чергу необхідні нові знання, нестандартне мислення, вміння уникати як консерватизму, так і поспішності; досить корисні аналоги за умови критичного відношення до них, відвідування виставок, читання літератури, консультації і т. ін.

Навіть у простому випадку доцільно запропонувати декілька рішень, які у принципі відповідають поставленій задачі. Коли пропонується ряд проектів, серед яких є попередньо відомо непридатні, менше шансів пропустити кращі варіанти.

Вибір рішення із декількох можливих на основі критеріїв і за умови обмежень. Це четвертий і дуже відповідальний етап, де не потрібне перебільшення в деталях, крім тих, які дозволяють цілеспрямовано за критеріями порівняти рішення. Слід зауважити, що на цьому етапі є досить важливим виконання загальних оцінок.

У теорії проектування мають місце поняття не гірших рішень, тобто таких рішень, які потрапляють в припустимий інтервал, де за сукупністю ознак і формують алгоритм їх пошуку.

Детальна розробка обраного технічного рішення. Це п'ятий етап – етап кінцевого вибору обладнання, розрахунку характеристик, складання алгоритмів управління, конструктивної компоновки вузлів, оцінки головних показників і т. ін.

П'ятий етап виконується завжди – і в практичних, і в навчальних проектах. Однак, якщо йому не передують перші чотири або якщо вони виконані неякісно, нетворчо, кінцевий результат може стати не таким, який очікувався.

Підкреслимо, що будь-який творчий процес конкретного проектування, навіть при дуже жорстких обмеженнях часу, розвивається нерівномірно зростаючи. Неможливо уникнути повернень та повторів через обрані неправильні рішення. Характерний графік такого процесу представлено на рис. 5.1. У якісних проектах перші чотири етапи займають не менше 50% від загального часу проектування.

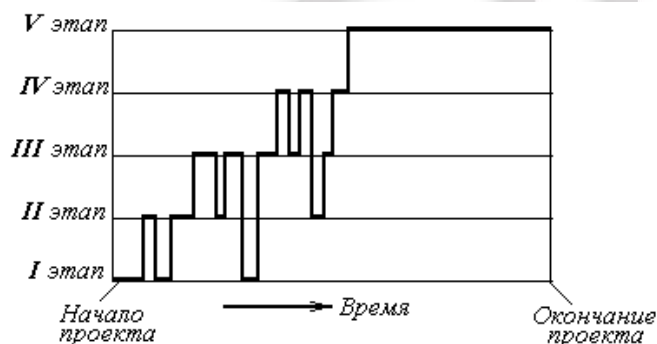


Рис.5.1. Типовий графік процесу проектування

Вибір двигуна – один із відповідальних етапів проектування привода, так як власне двигун здійснює електромеханічне перетворення енергії і значною мірою визначає технічну та економічну якість привода у цілому.

Обмежимо поставлену задачу лише розглядом *вибору потужності* двигуна, тобто вважатимемо, що тип двигуна та спосіб управління ним обрано раніше. Однією із основних вимог до двигуна є надійність його роботи за умови мінімуму капітальних та експлуатаційних витрат. Ці вимоги можуть бути задоволені лише при виборі двигуна відповідної потужності. Так, використання завищеної потужності викликає невідповідне підвищення капітальних вкладень, зниження ККД, а для асинхронних двигунів – погіршення коефіцієнта потужності. Навпаки, недостатній рівень потужності призводить до виникнення аварій та скорочення встановленого заводом виробником терміну служби електромеханічної системи.

Навантаження на двигун при тривалій його дії обмежується *нагрівом*, а при короткочасному – *перевантажувальною здатністю*.

Перевантажувальна здатність є відношення максимального моменту, що здатний розвивати двигун хоча б короткочасно, до його номінального моменту

$$\lambda = \frac{M_{\text{макс}}}{M_n}$$
. Для асинхронних двигунів максимальний момент обмежений

критичним значенням; для синхронних – значенням моменту, при якому можлива стійка робота двигуна в синхронному режимі; для двигунів постійного струму максимальний момент обмежений значенням, при якому комутація струму відбувається без небезпечного іскрення на колекторі. Обмеження за нагрівом двигунів визначається теплостійкістю їх ізоляції. При дотриманні встановлених

обмежень температури термін роботи ізоляції електричних машин складає близько 10 років, що і є нормальним строком їх експлуатації. Граничні температури обмоток двигунів із різноманітними класами ізоляції відповідають номінальному навантаженню двигунів і температурі навколишнього середовища $+40^{\circ}\text{C}$. Якщо дійсне значення температури $t_{окр} < +40^{\circ}\text{C}$, то двигун без небезпеки перегріву може бути навантажено дещо вище номінального; а при $t_{окр} > +40^{\circ}\text{C}$ навантаження двигуна повинно бути знижено проти номінального.

При виборі потужності двигуна головними вхідними даними є необхідний момент, який повинен бути прикладений до валу механізму, необхідна швидкість і прискорення робочого органу механізму. Ці величини повинні бути відомі з вимог технологічного процесу.

Задача вибору потужності двигуна утруднена тим, що в динамічному режимі момент, що розвиває двигун, не дорівнює моменту статичного навантаження, а різниця – динамічний момент $J_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt}$ – залежить від сумарного моменту інерції приводу, в котрий входить і момент інерції двигуна. У зв'язку з цим та у тих випадках, коли динамічні режими грають значну роль, задача вирішується в два етапи: попередній вибір двигуна і його перевірка за перевантажувальною здатністю і нагрівом. У окремому випадку, коли двигун працює переважно у сталих режимах ($M = M_c$), вибір двигуна може бути виконаний безпосередньо за необхідних M_c та ω .

Далі ми будемо розглядати переважно загальні випадки.

5.2. Навантажувальні діаграми механізму та двигуна

Вхідні дані для вибору двигуна зазвичай зображаються у вигляді *навантажувальних діаграм механізму*, тобто залежностей $M_c(t)$ і $\omega(t)$ та приведенного моменту інерції J_m' (див. п.2.2). Залежність $\omega(t)$ інколи називають *тахограмою*. Для деяких механізмів M_c отримують як залежність від шляху. Тому за умови відомих $M_c(\varphi)$ і швидкості графік *навантаження* можна перебудувати у вигляді $M_c(t)$.

Навантажувальні діаграми механізму можуть мати будь-який вигляд, однак завжди можливо виділити цикл, або проміжок часу t_u , через який діаграма повторюється знову. Якщо характер роботи такий, що режими повторюються без явних циклів (ліфт, підйомний кран тощо), то навантажувальні діаграми будують для найбільш вірогідних або найбільш важких умов.

Слід особливо підкреслити, що для обґрунтованого вибору двигуна потрібна навантажувальна діаграма механізму повинна бути відома. На рис. 5.2 в якості зразка наведені потрібні навантажувальні діаграма і тахограма деякого механізму.

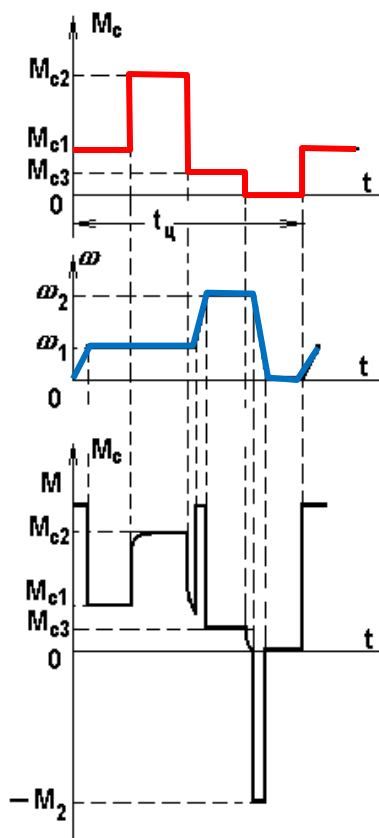


Рис. 5.2. Навантажувальні діаграми механізму і двигуна

Попередній вибір двигуна здійснюється виходячи із визначення середнього статичного моменту навантаження

$$M_{c\,cp} = \frac{\sum_{i=1}^n M_{c\,i} t_i}{\sum_{i=1}^n t_i},$$

де $M_{c\,i}$ – момент статичний навантаження на i -му інтервалі;
 t_i – тривалість i -ого інтервалу;
 n – число інтервалів, де $M_c = \text{const}$.

Номінальний момент двигуна визначається із врахуванням динамічних навантажень

$$M_H = (1,1 - 1,3) M_{c\,cp}.$$

У якості номінальної швидкості слід прийняти $\omega_{\text{макс}}$, якщо регулювання однозонне вниз від основної характеристики, або $\omega_{\text{мин}}$, якщо регулювання однозонне вгору від основної швидкості. Тепер, виходячи із визначених M_H та ω_H , можливо вибрати із каталогу двигун з відповідним моментом інерції і побудувати для нього механічні характеристики та криві перехідних процесів.

Після того, як двигун попередньо обраний, можна перейти до побудови навантажувальної діаграми двигуна, тобто залежності $M(t)$. Ця побудова зводиться до вирішення рівняння руху

$$M = M_c + J_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt}.$$

На рис. 5.2 знизу показана навантажувальна діаграма двигуна, яка побудована виходячи з припущення, що при зміні швидкості $M \approx \text{const}$, а при накиді та скиді навантаження привід працює на лінійній ділянці механічної характеристики.

Очевидно, що навантажувальна діаграма двигуна суттєво відрізняється від навантажувальної діаграми механізму. На рис. 5.3-5.5 показано іще декілька типових навантажувальних діаграм і відповідних динамічних характеристик привода.

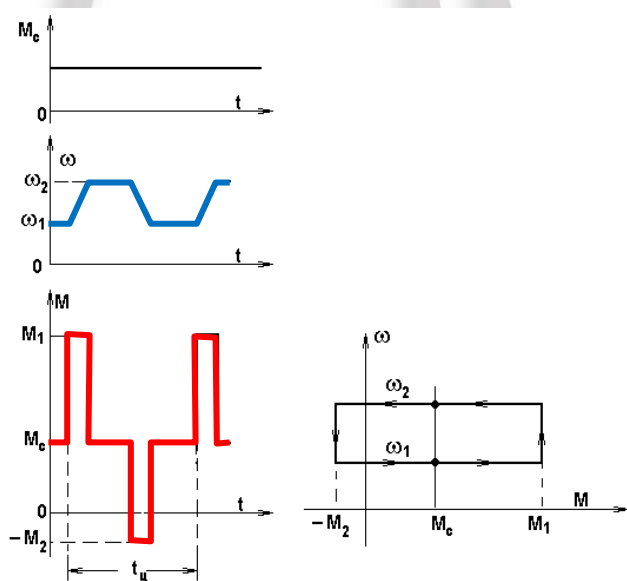


Рис. 5.3. Навантажувальна діаграма при $M_c = \text{const}$ і $\omega = \text{var}$

Рис. 5.3 відповідає випадку, коли механізм з $M_c = \text{const}$ працює у режимі змінної швидкості. Ідеалізована динамічна механічна характеристика показана внизу. Слід відмітити, що при побудові навантажувальної діаграми двигуна часто звертаються до подібної ідеалізації, так як для мети вибору двигуна деталі діаграми, обумовлені особливостями конкретної характеристики, зазвичай несуттєві.

На рис. 5.4 показана навантажувальна діаграма привода, що працює в режимі частих пусків та гальмувань, що здійснюються відповідно до характеристик, що наведені знизу.

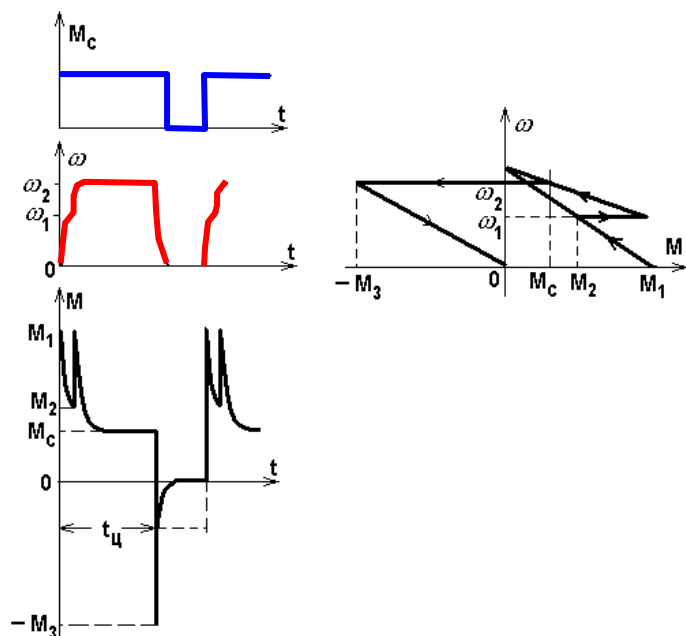


Рис. 5.4. Навантажувальна діаграма із частими пусками та гальмуваннями

На рис. 5.5 показані навантажувальні діаграми електропривода з піковим характером навантаження із лінійною механічною характеристикою двигуна. Момент статичний навантаження змінюється миттєво від M_{c0} до M_{c1} . Момент, що створює двигун при прикладені M_{c1} , визначається так

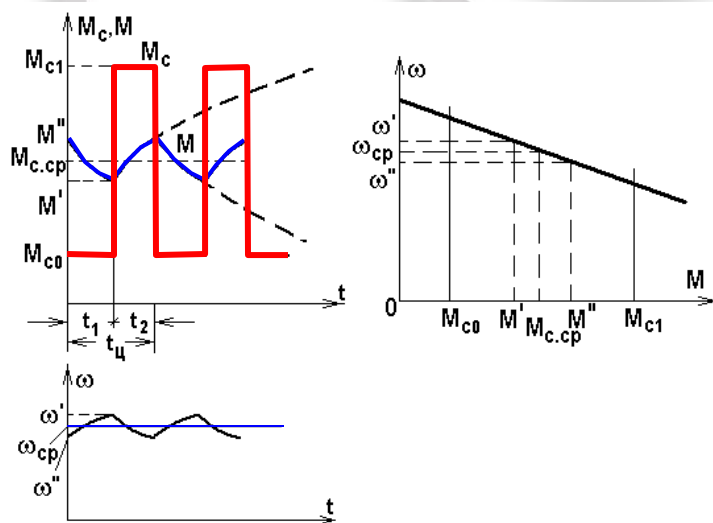


Рис. 5.5. Навантажувальна діаграма маховикового електроприводу

$$M = (M' - M_{c1})e^{-\frac{t}{T_M}} + M_{c1},$$

а при знятті навантаження

$$M = (M'' - M_{c0})e^{-\frac{t}{T_M}} + M_{c1},$$

де
$$T_m = \frac{J_\Sigma}{|\beta|}.$$

Величини M' , M'' та ω' , ω'' при заданих t_1 і t_2 визначаються значенням T_m . Якщо T_m мала, то момент, що створює двигун, буде повторювати зміни M_c . Якщо, навпаки, T_m велике, то M' , M'' і ω' , ω'' будуть мало відрізнятися від відповідних середніх значень $M_{c\text{cp}}$ і $\omega_{c\text{cp}}$ завдяки тому, що енергія, запасена у частинах привода, що обертаються, на інтервалі t_1 ($M_c = M_{c0}$) буде витрачатись на покриття піку навантаження на інтервалі t_2 ($M_c = M_{c1}$). При $\omega \approx \omega_{c\text{cp}}$ ця енергія пропорційна площі під лінією $M_{c\text{cp}}$ (рис.5.5). «Спрямлення» навантажувальної діаграми двигуна при піковому характері навантаження часто є досить корисним, бо дозволяє знизити вимоги до перевантажувальної здатності двигуна та зменшити витрати у двигуні.

Збільшення T_m у цих випадках досягається використанням маховика з моментом інерції $J_{\max}(J_\Sigma = J_{\text{дв}} + J_{\max} + J_m')$ і вибором відповідної величини жорсткості механічної характеристики двигуна β .

Навантажувальна діаграма двигуна, як відмічалось, служить основою для перевірки попередньо вибраного двигуна за перевантажувальною здатністю та за нагрівом.

Перевірка за перевантажувальною здатністю зводиться до перевірки виконання умови

$$M_{\max} \leq M_{\text{дон}},$$

де $M_{\max}$ – максимальний момент з навантажувальної діаграми двигуна;
 $M_{\text{дон}}$ – допустимий за перевантаженням момент двигуна.

Для двигуна постійного струму нормального виконання

$$M_{\text{дон}} = (2 - 2,5)M_n;$$

для асинхронного двигуна з урахуванням можливого зниження напруги живлення на 10%

$$M_{\text{дон}} = 0,8M_k;$$

для синхронного двигуна нормального виконання $M_{\text{дон}} = (2 - 2,5)M_n$.

Асинхронні короткозамкнені двигуни додатково перевіряють на рівень пускового моменту; для нормального пуску повинна виконуватись умова:

$$M_{c\max} < M_n,$$

де $M_{c\max}$ – максимальний момент статичного навантаження, за якого повинен виконуватись запуск привода;
 M_n – пусковий момент двигуна.

Перевірка за нагрівом зводиться до оцінки фактичної температури ізоляції обмоток двигуна та порівняння її з допустимою, що також виконується за допомогою навантажувальних діаграм двигуна. Така операція базується на тепловій моделі двигуна.

5.3. Теплова модель двигуна. Стандартні режими

У тепловому відношенні електрична машина – складний неоднорідний об’єкт, який має внутрішнє розосереджене джерело тепла, інтенсивність роботи якого залежать від режиму роботи, маси конструкції та швидкості тепловіддачі. Власне ця складність стимулює використання на практиці для відносно грубих оцінок максимально простої моделі, що побудована у припущенні, що машина – однорідне тіло з постійною теплоємністю C , Дж/С°, із однаковою температурою у всіх точках ϑ , з тепловіддачею у зовнішнє середовище $A\tau$, пропорційно коефіцієнту тепловіддачі A , Дж/с·°С, і різниці τ температури машини ϑ та навколишнього середовища ϑ_{oc} , тобто $\tau = \vartheta - \vartheta_{oc}$, °С.

Тоді рівняння теплового балансу для деякого інтервалу часу dt буде мати вигляд

$$\Delta P dt = A\tau dt + C d\tau. \quad (5.1)$$

Розділивши обидві частини на $A dt$, отримаємо:

$$\frac{\Delta P}{A} = \tau + \frac{C}{A} \frac{d\tau}{dt}$$

або

$$\tau + T_T \frac{d\tau}{dt} = \tau_{кон}, \quad (5.2)$$

де $T_T = C/A$ – теплова постійна часу;

$\tau_{кон} = \Delta P/A$ – кінцеве (стале) значення перебільшення температури.

Ми вдруге виявили, що при одному накопичувачі енергії, у даному випадку теплової, змінна, що характеризує її запас, змінюється експоненційно і є розв’язанням (5.2):

$$\tau = (\tau_{нач} - \tau_{кон}) e^{-t/T_T} + \tau_{кон}. \quad (5.3)$$

Рівняння (5.2) дозволяє представити динамічну теплову модель двигуна у виді передатної функції

$$W(p) = \frac{\tau(p)}{\Delta P(p)} = \frac{1/A}{T_T p + 1}. \quad (5.4)$$

Відмітимо, що постійна часу T_T , загалом говорячи, – є змінною: в початковій частині нагріву, коли гріються лише активні частини, головним чином мідь обмоток, і тепло не встигає розповсюджуватись по усьому тілу машини, процес іде скоріше, ніж по (5.3), тобто. $T_T' < T_T$ – пункт на рис. 5.6.

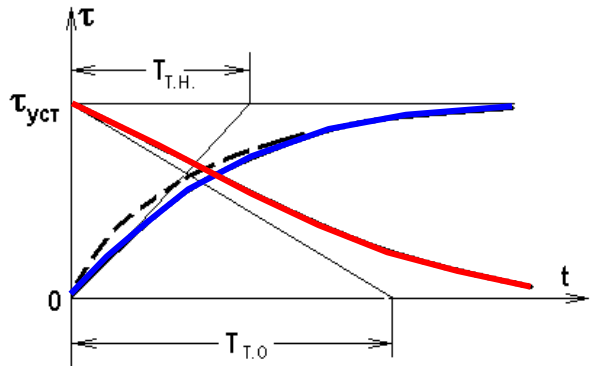


Рис. 5.6. Характеристики нагріву – охолодження електричної машини

Для самовентильованих машин тепловіддача залежить від швидкості обертання ротора і зменшується з її зменшенням, тобто $T_{\omega=0} > T_{T\omega}$, причому різниця може бути суттєвою – в 2 і більше рази – див. рис. 5.6. Деяке уявлення про порядок постійних часу машин при $\omega \approx \omega_n$ дає рис. 5.7.

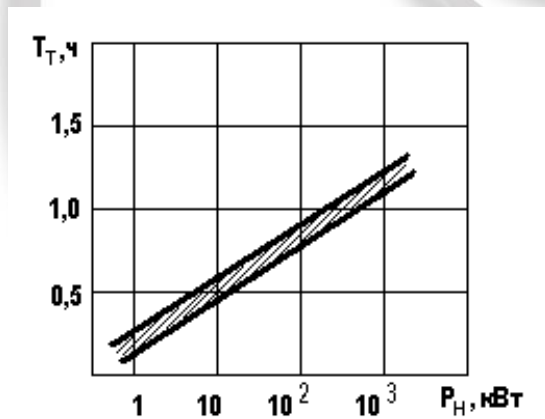


Рис. 5.7. Орієнтовна залежність теплової постійної часу від потужності електричної машини

Реакція машини на швидкі зміни витрат у ній – відрізок експоненти з відносно великими (хвилини, навіть години для великих машин) постійними часу. У сталому режимі ($d\tau/dt = 0$) по (5.2) маємо

$$\tau = \Delta P / A; \quad (5.5)$$

у номінальному режимі за визначенням

$$\tau_n = \Delta P_n / A. \quad (5.6)$$

Знайдені закономірності нагріву та охолодження двигуна дозволили виділити три характерні стандартні режими роботи електроприводів.

Тривалий режим S1 характеризується умовою

$$t_p > 3T_{T.H}, \quad (5.7)$$

тобто за час роботи t_p температура перегріву досягає сталого значення (рис. 5.8,а), тривалість паузи ролі не грає.

Короткочасний режим S2, при якому

$$t_p \ll 3T_{T.H},$$

$$t_o > 3T_{T.O}, \quad (5.8)$$

тобто за час роботи перегрів не встигає досягти сталої величини, а за час паузи t_o двигун охолоджується до температури зовнішнього середовища (рис. 5.8,б).

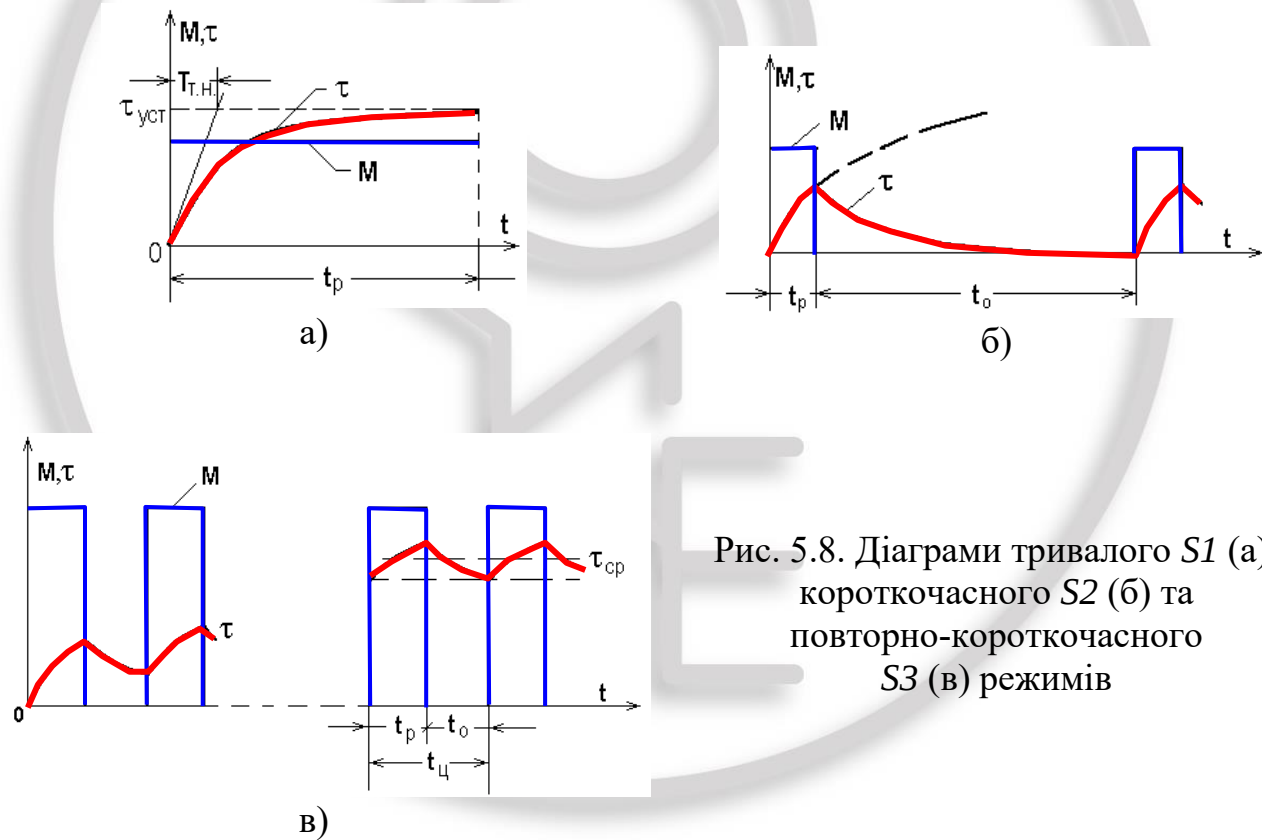


Рис. 5.8. Діаграми тривалого S1 (а), короткочасного S2 (б) та повторно-короткочасного S3 (в) режимів

Повторно-короткочасний режим S3 відповідає умовам

$$t_p \ll 3T_{T.H},$$

$$t_o \ll 3T_{T.O}, \quad (5.9)$$

тобто за час роботи перегрів не досягає $\tau_{уст}$, а за час паузи не стає рівним нулю.

При достатньо довгому повторенню циклів процес стає сталим, а температура перегріву з початку та в кінці циклу однакова, і її коливання відбуваються навколо середнього рівня τ_{cp} (рис. 5.8,в). Повторно-короткочасний режим характеризується відносною тривалістю включень ε або *ПВ*

$$\varepsilon = \frac{t_p}{t_p + t_o}, \quad (5.10)$$

$$ПВ = \varepsilon \cdot 100\%.$$

При повторно-короткочасному режимі обмежується як ε ($\varepsilon \leq 0,6$), так і час циклу ($t_u \leq 10$ хв).

Іще чотири стандартних режими базуються на перелічених вище основних: **S4** і **S5**, що відрізняються від **S3** врахуванням динамічних моментів при пуску та гальмуванні, **S6** і **S7** відповідають **S1**, але при змінному навантаженні (**S6**) і з врахуванням пуску та гальмування (**S7**). Стандартний режим **S8** відбиває найзагальніший випадок періодичної зміни M і ω .

5.4. Перевірка двигуна за нагрівом у тривалому режимі

Якщо відома навантажувальна діаграма двигуна і його теплові параметри, то можливо побудувати графік $\tau(t)$ і виконати оцінку дійсного перегріву та порівняти його з допустимим. Такий шлях досить громіздкий, у зв'язку з чим на практиці користуються спрощеними прийомами, які засновані на непрямій оцінці перегріву. В основі таких прийомів лежить *метод середніх витрат*.

Нехай навантажувальна діаграма двигуна має циклічний характер, а момент в кожному циклі не залишається незмінним, тобто двигун працює із змінним навантаженням (режими **S6**, **S7** або **S8**).

Розглянемо «протяжно-тривалий» цикл, де теплові процеси у двигуні стають усталеними, а температури перегріву спочатку і в кінці циклу однакові. При цьому протягом циклу τ змінюються навколо середнього рівня τ_{cp} . Однаковість температур перегріву початку і в кінці циклу свідчать про те, що кількість тепла, яка запасена у двигуні до початку циклу, не відрізняється від кількості тепла, запасеного у двигуні в кінці циклу. Інакше говорячи тепло у двигуні не запасається. Це значить, що все тепло за цикл відводиться в навколишнє середовище.

$$\int_0^{t_u} \Delta P(t) dt = A \tau_{cp} t_u. \quad (5.11)$$

Рівняння (5.11), яке виражає закон збереження енергії в інтегральній формі, можна записати у наступному вигляді:

$$\frac{\int_0^{t_u} \Delta P(t) dt}{t_u} = A \tau_{cp}$$

або, очевидно,

$$\Delta P_{cp} = A \tau_{cp}, \quad (5.12)$$

звідки **середня за цикл потужність втрат пропорційна середній температурі перегріву.**

Для номінального режиму, у відповідності з (5.6) маємо:

$$\Delta P_n = A \tau_n, \quad (5.13)$$

де ΔP_n – номінальна потужність втрат;

$$\Delta P_n = \frac{P_n(1 - \eta_n)}{\eta_n};$$

P_n – номінальна потужність двигуна;

η_n – номінальний ККД двигуна;

$\tau_n = \tau_{доп}$ – номінальна (припустима) температура перегріву двигуна.

Порівнюючи (5.12) і (5.13), легко прийти до формулювання методу середніх втрат: якщо **середня за цикл потужність втрат не перевищує номінальну потужність втрат**

$$\Delta P_{cp} \leq \Delta P_n,$$

то відповідно середня температура перегріву не перевищить допустимої

$$\tau_{cp} \leq \tau_n = \tau_{доп}.$$

Нехай навантажувальна діаграма, що побудована для попередньо вибраного двигуна, має вигляд, який показано на рис. 5.9. Для кожного рівня навантаження двигуна (на кожній ділянці діаграми) визначимо потужність $P_i = M_i \omega_i$ по кривій $\eta(P/P_n)$ визначимо значення ККД η_i , і знайдемо втрати

$$\Delta P_i = \frac{P_i(1 - \eta_i)}{\eta_i}.$$

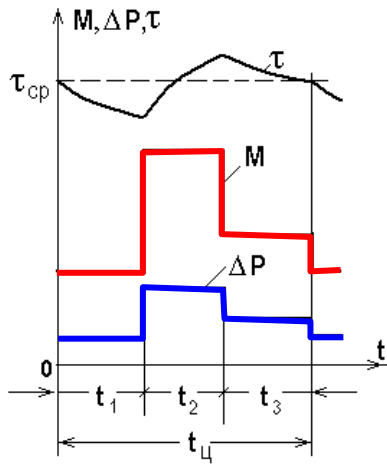


Рис. 5.9. Навантажувальна діаграма і крива $\tau(t)$ для «протяжно-тривалого» циклу

Далі визначимо середні втрати:

$$\Delta P_{cp} = \frac{\sum_{i=1}^n \Delta P_i t_i}{\sum_{i=1}^n t_i}$$

(у прикладі $n = 3$) та порівняємо їх з ΔP_n . Якщо $\Delta P_{cp} \leq \Delta P_n$, двигун вибраний правильно.

Якщо при зіставленні середніх втрат за цикл з номінальними втратами з'ясується, що $\Delta P_{cp} > \Delta P_n$, то двигун буде перегріватися, що недопустимо. Навпаки, при $\Delta P_{cp} \ll \Delta P_n$ двигун буде погано використаний за нагрівом. В обох випадках необхідно вибрати інший двигун, перебудувати навантажувальну діаграму і знову перевірити двигун за нагрівом шляхом зіставлення середніх втрат при змінному графіку навантаження з номінальними втратами при постійному навантаженні.

Метод середніх втрат дозволяє оцінити середню температуру перегріву, не звертаючись до побудови $\tau(t)$. Дійсна температура відрізняється від середньої, однак, якщо виконується умова

$$T_{\text{ц}} \ll T_{\text{т.н}}, \quad (5.14)$$

то ця різниця буде досить малою. Умова (5.14) є **необхідною при використанні методу середніх втрат**.

Метод середніх втрат вимагає знання кривої ККД двигуна в функції його навантаження і попереднього визначення втрат на кожній з ділянок графіка, що вносить деякі складнощі в розрахунок. Якщо у розпорядженні розраховувача в результаті побудови навантажувальної діаграми є криві струму в функції часу, то

при деяких умовах можна виконати перевірку двигуна за нагрівом без розрахунку втрат, використовуючи **метод еквівалентного струму**.

Відповідно до (6.8) втрати у двигуні можна розглядати як суму постійних втрат k , не залежних від навантаження, і змінних I^2R , що визначаються навантаженням.

Назвемо **еквівалентним струмом** такий незмінний струм, при роботі з котрим у електричному двигуні виділяються втрати, рівні середнім втратам при змінному графіку навантаження

$$\Delta P_{cp} = k + I_{\text{экв}}^2 R. \quad (5.15)$$

Середня потужність втрат за цикл при змінному графіку навантаження двигуна і тривалому режимі роботи

$$\Delta P_{cp} = \frac{\Delta P_1 t_1 + \Delta P_2 t_2 + \dots + \Delta P_n t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}.$$

Виразивши втрати на кожній із ділянок графіка ΔP_i через постійну і змінну складову та замінивши середні втрати їх значеннями через еквівалентний струм, отримаємо:

$$k + I_{\text{экв}}^2 R = \frac{(k + I_1^2 R)t_1 + (k + I_2^2 R)t_2 + \dots + (k + I_n^2 R)t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}.$$

Відкривши дужки і згрупувавши постійні та змінні втрати, отримаємо:

$$k + I_{\text{экв}}^2 R = \frac{k(t_1 + t_2 + \dots + t_n)}{t_1 + t_2 + \dots + t_n} + \frac{R(I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + \dots + I_n^2 t_n)}{t_1 + t_2 + \dots + t_n},$$

звідки еквівалентний струм при змінному графіку навантаження

$$I_{\text{экв}} = \sqrt{\frac{I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + \dots + I_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}} \quad (5.16)$$

або у загальному випадку

$$I_{\text{экв}} = \sqrt{\frac{1}{t_y} \int_0^{t_y} i^2(t) dt}. \quad (5.17)$$

Розрахований таким чином еквівалентний струм порівнюється із

номінальним струмом попередньо вибраного двигуна і якщо стане так, що $I_{\text{екв}} \leq I_n$, то двигун задовольняє вимогам нагріву.

Метод еквівалентного струму, як і метод середніх втрат, базується на припущенні близькості середнього за цикл і максимального перегрівів. Таке припущення не викликає суттєвих похибок, якщо виконано умову (5.14). Крім того, метод еквівалентного струму виходить із припущення незалежності втрат у сталі та механічних від навантаження і передбачає постійність величини опору головного кола двигуна на усіх ділянках заданого графіка навантаження. Таким чином, у випадках, коли $k \neq \text{const}$ (наприклад, коли асинхронний двигун працює від мережі змінної напруги) або $R \neq \text{const}$ (асинхронний двигун з глибоким пазом або подвійною кліткою у режимі змінного ковзання), метод еквівалентного струму може призвести до суттєвих похибок.

У ряді випадків при перевірці двигуна за нагрівом зручно користуватись графіком моменту, що розвиває двигун, у функції часу. Якщо потік двигуна при цьому постійний, то між моментом та струмом існує пряма пропорційність ($M = cI$). У цих випадках можлива перевірка двигуна за еквівалентним моментом, котрий для ступеневого графіка обчислюється за формулою

$$M_{\text{екв}} = \sqrt{\frac{M_1^2 t_1 + M_2^2 t_2 + \dots + M_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}}. \quad (5.18)$$

Величина еквівалентного моменту порівнюється з номінальним моментом, і якщо $M_{\text{екв}} \leq M_n$, то двигун задовольняє вимогам нагріву.

Метод еквівалентного моменту може бути використаний для перевірки за нагрівом синхронних і асинхронних двигунів нормального виконання і двигунів незалежного збудження при роботі з номінальним потоком.

Якщо навантажувальна діаграма двигуна задана у вигляді графіка потужності, то перевірка двигуна за нагрівом на основі заданого графіка може бути виконана безпосередньо лише у випадках, коли між потужністю і струмом існує пряма пропорційність, що має місце при роботі двигуна з постійним потоком і швидкістю.

Для ступеневого графіка **еквівалентна потужність** обчислюється за формулою

$$P_{\text{екв}} = \sqrt{\frac{P_1^2 t_1 + P_2^2 t_2 + \dots + P_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}} \quad (5.19)$$

і порівнюється із номінальною потужністю двигуна; перевіряється виконання

умови $P_{\text{экв}} \leq P_H$.

5.5. Перевірка двигуна за нагрівом у повторно-короткочасному режимі

У повторно-короткочасному режимі (рис. 5.8,в), як згадувалось раніше, обмежена тривалість циклу ($t_{\text{ц}} \leq 10$ хв) і відносна тривалість включення ($\varepsilon \leq 0,6$), а також введені стандартні значення $\varepsilon = 0,15, 0,25, 0,4$ і $0,6$.

Працювати у такому режимі можуть як стандартні двигуни, призначені для тривалого режиму, так і двигуни, спеціально спроектовані для повторно-короткочасного режиму; в останньому випадку у каталозі вказані номінальні струми для кожної стандартної величини ε : $I_{\text{но},15}$, $I_{\text{но},25}$ і т.д.

Якщо навантажувальна діаграма $M(t)$ має декілька ділянок або за рахунок врахування динамічних моментів при пуску і гальмуванні (рис. 5.10,а), або за рахунок зміни M_c , зручно привести її із використанням одним із викладених вище прийомів, до еквівалентного вигляду (рис. 5.10,б).

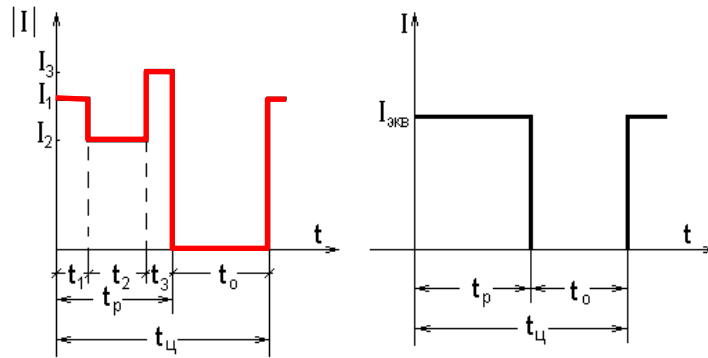


Рис. 5.10. Навантажувальна діаграма у повторно-короткочасному режимі (а) та її еквівалентне представлення (б)

Так для рис. 5.10,а отримаємо

$$I_{\text{экв}} = \sqrt{\frac{I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + I_3^2 t_3}{t_1 + t_2 + t_3}}$$

Наступним кроком буде приведення отриманої еквівалентної навантажувальної діаграми до стандарту ε .

Якщо використовується двигун, призначений для повторно-короткочасного режиму, вибирається найближче стандартне значення $\varepsilon_{\text{ст}}$ і використовується співвідношення

$$I_{\text{экв}}^2 R \frac{t_p}{t_{\text{ц}}} = I_{\text{н}\varepsilon_{\text{ст}}}^2 R \cdot \varepsilon_{\text{ст}},$$

$$I_{H\varepsilon_{ct}} = I_{\varepsilon_{kv}} \sqrt{\frac{\varepsilon}{\varepsilon_{ct}}} . \quad (5.20)$$

При використанні двигуна для тривалого режиму із (5.20) отримуємо

$$I_H = I_{\varepsilon_{kv}} \sqrt{\varepsilon} . \quad (5.21)$$

У запропонованих грубих оцінках не враховуються погіршення тепловіддачі під час паузи і приймається

$$\beta = \frac{A_{\omega=0}}{A_{\omega H}} = 1 .$$

Так як $I_H < I_{\varepsilon_{kv}}$ і $M_H < M_{\varepsilon_{kv}}$ за рахунок того, що частина циклу двигуна не працює, слід уважно віднестись до перевірки двигуна за перевантаженням і за пусковим режимом.

Важливим окремим випадком повторно-короткочасного режиму є режим коротких циклів або частих пусків, що використовується, наприклад, у верстатних лініях, у допоміжних механізмах, які обслуговують різні технологічні процеси тощо. Значна доля в коротких циклах енергетично напружених динамічних режимів призводить до великих похибок при використанні викладених вище спрощених процедур перевірки двигунів. У цих і подібних випадках зручно користуватись прийомом, заснованим на складенні прямого теплового балансу для далекого циклу. Приклад такого теплового балансу наведено у табл. 5.1 для асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором із застосуванням до тахограми на рис. 5.11.

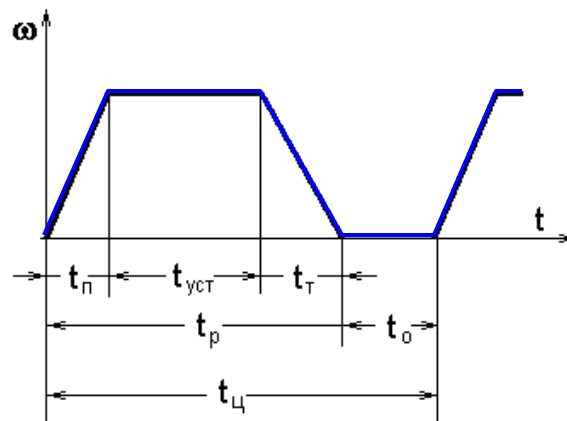


Рис. 5.11. Тахограма в режимі коротких циклів

Таблиця 7.1

Ділянка циклу	Енергія, яка виділиться у двигуні	Енергія, виділена у навколишнє середовище
Пуск, t_n	ΔW_n	$\frac{1+\beta}{2} \Delta P_n t_n$
Робота у сталому режимі, t_{ycm}	$\Delta P t_{ycm}$	$\Delta P_n t_{ycm}$
Гальмування, t_m	ΔW_m	$\frac{1+\beta}{2} \Delta P_n t_m$
Пауза, t_o	0	$\beta \Delta P_n t_o$

У таблиці ΔW_n і ΔW_m – витрати енергії при пуску та гальмуванні;

ΔP і ΔP_n – витрати потужності у робочому та номінальному режимі;

β — коефіцієнт погіршення тепловіддачі.

Якщо тепловий режим двигуна сталий, де перегрів τ на початку та в кінці циклу однаковий, можна вважати, що виділена енергія дорівнює енергії, відданої у навколишнє середовище:

$$\Delta W_n + \Delta P t_{ycm} + \Delta W_m = \frac{1+\beta}{2} \Delta P_n (t_n + t_m) + \Delta P_n (t_{ycm} + \beta t_o) \quad (5.22)$$

Отримане рівняння може використовуватись для оцінки допустимих параметрів режиму.

У важливому окремому випадку на його основі можна отримати співвідношення для визначення допустимого числа включень за годину $h = 3600/t_u$. Приймавши

$$t_u = \frac{3600}{h} \varepsilon - t_n - t_m,$$

$$t_o = \frac{3600}{h} (1 - \varepsilon)$$

і підставивши ці вирази в (5.22), отримаємо:

$$h = \frac{(\Delta P_n - \Delta P) \varepsilon + \Delta P_n \beta (1 - \varepsilon)}{\Delta W_n + \Delta W_m - (t_n + t_m) \cdot \left(\Delta P + \frac{1+\beta}{2} \Delta P_n - \Delta P_n \right)}$$

або, якщо знехтувати останнім членом у знаменнику і порівняти з більшими втратами в динамічних режимах, будемо мати:

$$h = \frac{(\Delta P_n - \Delta P)\varepsilon + \Delta P_n\beta(1 - \varepsilon)}{\Delta W_n + \Delta W_m}. \quad (5.23)$$

Для збільшення h слід збільшити β до максимального можливого значення (зовнішній обдув) або знизити втрати в динамічних режимах.

5.6. Перехідні процеси в системах

Розглянуті раніше випадки перехідних процесів відносяться до найпростіших електроприводів, коли враховуються лише основні накопичувачі енергії, і можна приділяти увагу фізичному боку справи, відносно просто отримуючи результат. Разом з тим, всі сучасні електроприводи являють собою досить складні багатоеlementні замкнені системи, і для їх аналізу та синтезу доводиться звертатися до прийомів, розроблених у теорії автоматичного керування. Один із найпоширеніших на практиці прийомів – використання *структурних схем з передатними функціями*, які входять у систему елементів.

Передатна функція – відношення зображень за Лапласом вихідної величини до вхідної за нульових початкових умов. Так, для RL -кола, підключеного до джерела напруги $u(t)$ маємо:

$$u(t) = i(t)R + L \frac{di(t)}{dt}$$

або, замінивши $\frac{d}{dt}$ на p , $u(t)$ на $u(p)$ і $i(t)$ на $i(p)$ і розв'язавши рівняння відносно $i(p)$, прийнятого за вихідну величину, отримаємо

$$W(p) = \frac{i(p)}{u(p)} = \frac{1/R}{T p + 1},$$

де $T = \frac{L}{R}$ – постійна часу.

Для двигуна постійного струму незалежного збудження з урахуванням індуктивності якірного кола L_α при живленні якоря від джерела напруги $u(t)$ і $k\Phi = c$, та прийнявши за вихідну величину $\omega(t)$ і за вхідну $u(t)$ після переходу до зображень, отримаємо для випадку $M_c = 0$ структурну схему на рис. 5.12,а.

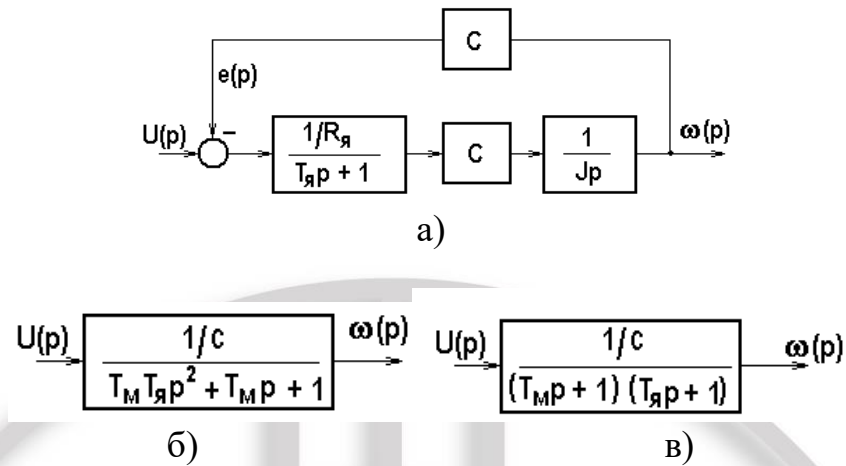


Рис.5.12. Передатні функції двигуна постійного струму незалежного збудження

Виконавши елементарні перетворення, будемо мати передатну функцію двигуна у вигляді коливальної ланки (рис. 5.12,б):

$$W(p) = \frac{\omega(p)}{u(p)} = \frac{1/c}{T_m T_\gamma p^2 + T_m p + 1},$$

де $T_m = \frac{J R_\gamma}{c^2}$ – електромеханічна постійна часу,

$T_\gamma = \frac{L_\gamma}{R_\gamma}$ – постійна часу кола якоря.

Якщо корінь характеристичного рівняння дійсний, то будемо мати дві аперіодичних ланки (рис. 5.12, в):

$$W(p) = \frac{\omega(p)}{u(p)} = \frac{1/c}{(T_m p + 1)(T_\gamma p + 1)}.$$

Використовуючи подібні дії, можна отримати структурну схему будь-якої системи та застосувати до неї прийоми перетворення, аналізу та синтезу теорії автоматичного регулювання.

Розглянемо коротко лише один з таких прийомів раціонального керування динамічною системою, як побудова *систем підлеглого регулювання* з послідовною корекцією.

Для вихідної координати деякого об'єкта регулювання утворюють замкнений контур, у який входить як сам об'єкт, так і спеціальний регулятор, що забезпечує задану якість регулювання.

Нехай передатна функція об'єкта регулювання має вигляд, до якого часто вдається привести після перетворень передатну функцію реального пристрою:

$$W_0(p) = \frac{K}{Tp+1} \cdot \frac{1}{\prod_{j=1}^k (T_j p + 1)}, \quad (5.24)$$

де K – загальний коефіцієнт передачі,
 T – найбільша постійна часу,
 T_j – малі постійні часу.

Поставимо завдання максимально скоротити час перехідного процесу, виключивши коливальність.

Розглянемо спочатку перший співмножник в (5.24).

Теоретично можливо збільшити коефіцієнт передачі, включивши на вхід регулятор з передатною функцією $W_p(p) = K_1$, однак це підвищить чутливість до перешкод і схильність до коливальності. Теоретично можливий регулятор з передатною функцією $W_p(p) = Tp+1$, однак такий регулятор важко реалізувати фізично. На практиці звичайно використовують *пропорційно-інтегральний регулятор* (ПІ-регулятор) з передатною функцією

$$W_p(p) = \frac{Tp+1}{KT_0p} = \frac{T}{KT_0} + \frac{1}{KT_0p}. \quad (5.25)$$

Тоді в розімкненій структурі з таким регулятором будемо мати без другого співмножника в (5.24):

$$W_{роз}(p) = W_p(p)W_0(p) = \frac{K(Tp+1)}{(Tp+1)KT_0p} = \frac{1}{T_0p}. \quad (5.26)$$

Для вибору T_0 користуються другим співмножником в (5.24). Якщо прийняти

$$T_0 \geq 2 \sum_{j=1}^k T_j = 2T_\mu, \quad (5.27)$$

то, як показано в теорії, можна вважати, що

$$\prod_{j=1}^k (T_j p + 1) \approx T_\mu p + 1. \quad (5.28)$$

Тоді, очевидно, що передатна функція розімкненої системи буде

$$W_{poz}(p) = \frac{1}{T_0 p(T_\mu p + 1)} = \frac{1}{a T_\mu p(T_\mu p + 1)}, \quad (5.29)$$

а передатна функція замкненої системи визначиться як

$$W_{зам}(p) = \frac{1}{a T_\mu p(T_\mu p + 1) + 1}, \quad (5.30)$$

де $a = \frac{T_0}{T_\mu}$ – параметр, що характеризує вид перехідного процесу; на рис. 5.13

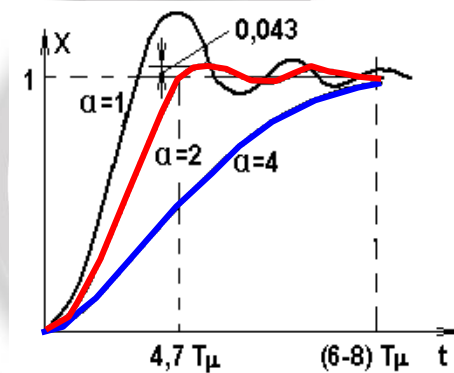


Рис. 5.13. Характер перехідних процесів у контурі при різних $a = T_0/T_\mu$

наведені перехідні функції для різних a . Очевидно, що компроміс між коливальністю та тривалістю перехідного процесу досягається при $a = 2$, таке налаштування (вибір T_0) системи називається налагодженням на технічний оптимум. При цьому без значної похибки можна прийняти, що

$$W_{зам}(p) \approx \frac{1}{2T_\mu p + 1}. \quad (5.31)$$

Отже, оптимізація об'єкта з передатною функцією $W_0(p)$ має компромісний характер і здійснюється включенням ПІ-регулятора $W_p(p)$ та замиканням системи за вихідною координатою та полягає в заміні розімкненої структури з великою постійною часу T замкненою структурою з аналогічною передатною функцією, але з іншою постійною часу, що обрана за умови бажаної якості перехідних процесів.

Викладена процедура оптимізації особливо зручна і ефективна, якщо в систему входить кілька контурів – рис. 5.14. Почавши із внутрішнього (контур 1) і оптимізувавши його, як було описано вище, переходять до наступного контуру (контур 2) і діють аналогічним чином.

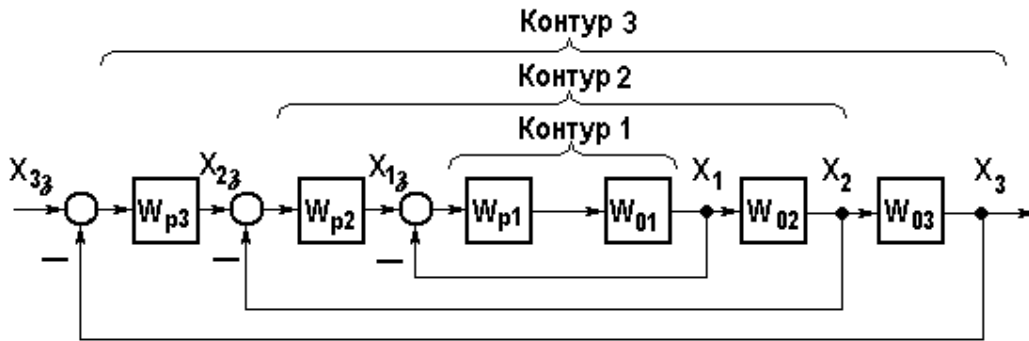


Рис. 5.14. Багатоконтурна система

Якщо прийняти для спрощення, що малі постійні T_j , які утворили некомпенсовану постійну T_μ , і зосереджені у внутрішньому контурі, а в зовнішньому відсутні, то можна отримати наступні передатні функції i -ого контуру:

$$W_{i \text{ роз}}(p) = \frac{1}{2^i T_\mu p [2^{(i-1)} T_\mu p + 1]} \quad (5.32)$$

i

$$W_{i \text{ зам}}(p) = \frac{1}{2^i T_\mu p [2^{(i-1)} T_\mu p + 1] + 1} \approx \frac{1}{2^i T_\mu p + 1}. \quad (5.33)$$

До переваг викладеної оптимізації слід віднести ідентичність перехідних процесів у кожному контурі при їхньому незалежному налагодженні, простота обмеження координат за рахунок обмеження завдання нелінійною характеристикою вхід-вихід відповідного регулятора, зручність у практичному налагодженні систем. До недоліків можна віднести порівняно низьку швидкодію зовнішніх контурів – див. (5.33).

Наведений приклад оптимізації складної системи, зрозуміло, далеко не вичерпує всіх можливостей. Так, у теперішній час із появою ефективної комп'ютерної підтримки все частіше використовується прийом, що передбачає поелементний математичний опис системи, представлення диференціальних рівнянь у нормальній формі Коші та використанні потужних пакетів типу Simulink, Scilab для роботи з отриманим математичним описом. Найскладнішим етапом, що потребує чималих зусиль, тут є отримання адекватного математичного опису. Решту бере на себе потужний, добре організований програмний продукт.

У всіх підходах, природно, губиться фізичний бік процесів, однак з'являється можливість працювати з досить складними системами.

ПЕРЕЛІК ПИТАНЬ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЮ

1. Назвати основні етапи інженерного проектування.
2. Граничні температури обмоток двигунів. Недовантажений та перевантажений режим двигуна.
3. Вхідні дані для вибору двигунів. Вплив динамічних режимів на здійснення вибору.
4. Види та способи завдання навантажувальних діаграм.
5. Правила та принципи попереднього вибору потужності двигунів.
6. Особливості та відмінність навантажувальної діаграми двигуна від статичної характеристики механізму.
7. Навантажувальна діаграма привода, що працює в режимі частих пусків та гальмувань.
8. Навантажувальні діаграми електропривода з піковим характером навантаження із лінійною механічною характеристикою двигуна.
9. Вплив величини T_m на форму навантажувальної діаграми двигуна.
10. Перевірка за перевантажувальною здатністю.
11. Перевірка за нагрівом.
12. Теплова модель двигуна.
13. Реакція машини на швидкі зміни втрат.
14. Три характерні стандартні режими роботи електроприводів.
15. Перевірка двигуна за нагрівом у тривалому режимі. Метод середніх втрат.
16. Перевірка двигуна за нагрівом у тривалому режимі. Метод еквівалентного струму.
17. Перевірка двигуна за нагрівом у повторно-короткочасному режимі (режим коротких циклів).
18. Перехідні процеси в системах. (використання *структурних схем з передатними функціями*).
19. Побудова систем підлеглого регулювання
20. Характер перехідних процесів у контурі при різних $a = T_0/T_\mu$

VI. ЕНЕРГЕТИКА ЕЛЕКТРОПРИВОДА

6.1. Загальні відомості

Основне призначення електропривода – перетворювати електричну енергію в механічну та керувати цим процесом. У зв'язку із цим енергетичні показники і характеристики електропривода мають першорядне значення, тим більше, що електропривод споживає близько 60-65% електроенергії, виробленої в країні.

Будь-який процес передачі та перетворення енергії супроводжується її втратами, тобто вхідна потужність $P_{вх}$ завжди більше вихідної $P_{вих}$ на величину втрат ΔP , і дуже важливо, на скільки великі ці втрати.

Енергетичну ефективність процесу в цей момент звичайно оцінюють за допомогою коефіцієнта корисної дії (ККД)

$$\eta = \frac{P_{вих}}{P_{вх}} = \frac{P_{вих}}{P_{вих} + \Delta P} = \frac{P_{вх} - \Delta P}{P_{вх}} = 1 - \frac{\Delta P}{P_{вх}}. \quad (6.1)$$

Важливими енергетичними характеристиками виробу – двигуна, перетворювача, редуктора або електропривода у цілому – служить номінальний ККД

$$\eta_n = \frac{P_n}{P_n + \Delta P_n}, \quad (6.2)$$

де P_n , ΔP_n – номінальна вихідна потужність та номінальні втрати, і залежність ККД від відносного навантаження $\eta = f(P/P_n)$; для регульованого електропривода часто зручно використати залежність $\eta = f(\omega)$ при заданому моменті.

У випадках, коли в лінії, що живить електропривод, напруга і струм не збігаються за фазою та мають несинусоїдальну форму, використовується ще одна енергетична характеристика – коефіцієнт потужності

$$\chi = \frac{P}{UI} = v \cos \varphi(1), \quad (6.3)$$

де P – активна потужність;

$v = I/I_{(1)}$ – коефіцієнт спотворення;

U , I , $I_{(1)}$ – діючі значення напруги, струму, першої гармоніки струму;

$\varphi(1)$ – кут зміщення між першими гармоніками напруги та струму.

При невеликому спотворенні форми $v \approx 1$, тобто

При передачі по лінії з деяким активним опором R_{ℓ} активної потужності P при $\cos \varphi \neq 1$ втрати $\Delta P_{\sim}$ зростуть у порівнянні із втратами при передачі тієї ж потужності постійним струмом $\Delta P_{=}$ у відношенні

$$\frac{\Delta P_{\sim}}{\Delta P_{=}} = \frac{1}{\cos^2 \varphi}.$$

Оцінки енергетичної ефективності електропривода виду (6.1) справедливі, як відзначалося, лише, якщо *процес незмінний у часі*. Якщо ж навантаження помітно змінюється в часі, варто користуватися оцінками, які визначаються через енергії за час t :

$$W = \int_0^t P(t) dt$$

і

$$\Delta W = \int_0^t \Delta P(t) dt.$$

Для циклічних процесів з односпрямованим потоком енергії і часом циклу t_u зручним й інформативним показником служить цикловий ККД

$$\eta_u = \frac{W_u}{W_u + \Delta W_u} = \frac{\int_0^{t_u} P(t) dt}{\int_0^{t_u} P(t) dt + \int_0^{t_u} \Delta P(t) dt}, \quad (6.5)$$

де W_u і ΔW_u – корисна енергія та втрати енергії за цикл.

6.2. Оцінка енергетичної ефективності при різнонаправлених потоках енергії

Викладене вище відноситься до односпрямованих потоків енергії, коли потужність не змінює знак. Разом з тим, часто зустрічаються випадки, коли напрямок потоку енергії в циклі змінюється: підйом - спуск, розгін - гальмування тощо. Наведена вище формула ККД (6.5) стає недостатньою – неочевидне поняття «корисної енергії», інтегрування знакозмінних потужностей позбавлене змісту. Усунути невизначеність можна, умовившись про рівноправність всіх режимів у циклі, якщо вони необхідні для здійснення технологічного процесу. Так, гальмівний режим у транспортному засобі нічим не гірше режиму розгону. Утримання руки робота в потрібному місці будь-який час – теж дуже корисна дія.

Якщо прийняти, що різнополярний графік $P(t)$ корисний, то природно перейти до визначення корисної енергії W в (6.5) за наступним рівнянням:

$$W = \int_0^t |P(t)| dt. \quad (6.6)$$

Для енергетичного каналу (рис. 6.1), що складається із джерела електроенергії, передатних і перетворювальних ланок, робочого органа, показчиків місця оцінки – між i -ю і $(i+1)$ ланками, а також ті ланки – від k -ої до

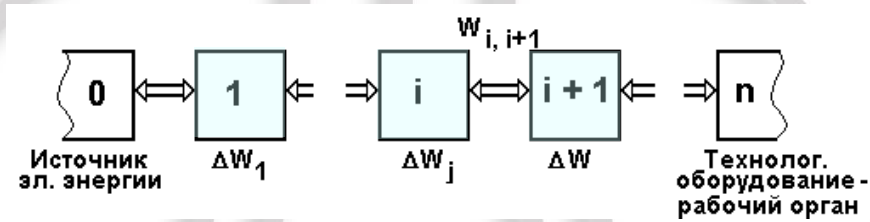


Рис. 6.1. Енергетичний канал електропривода

l -ої, у яких ураховуються втрати. Тоді з урахуванням (6.5) показник енергетичної ефективності – узагальнений ККД – має вигляд:

$$H_{i,k-l}^{t_1, \tau} = \frac{W_{i,i+1}^{t_1, \tau}}{W_{i,i+1}^{t_1, \tau} + \sum_{j=k}^l \Delta W_j^{t_1, \tau}}, \quad (6.7)$$

де $W_{i,i+1}^{t_1, \tau} = \int_{t_1}^{t_1 + \tau} |P_{i,i+1}(t)| dt;$

$$\Delta W_j^{t_1, \tau} = \int_{t_1}^{t_1 + \tau} \Delta P_j(t) dt.$$

Верхній індекс указує часовий інтервал – від t_1 до τ , на якому здійснюється оцінка.

З (6.7) виходять рівняння (6.1) і (6.5), однак узагальнений показник може дати значно більшу інформацію. Наприклад, якщо вибрати місцем оцінки перетин 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 τ . Оцінка буде працювати і при $W_{n-1,n} = 0$, тобто при відсутності електромеханічного перетворення енергії. При оцінці в перетині $n-1$, n покаже ефективність перетворення енергії, тобто міру втрат, якими супроводжується корисна механічна робота, тощо.

Узагальнений показник зручний для порівняння за енергетичним критерієм різних систем, що виконують однакові функції при відносно складних режимах роботи.

6.3. Втрати в сталих режимах

Втрати в електричних машинах детально вивчаються у відповідних курсах. Основні складові втрат у машині:

- втрати в обмотках (втрати в міді),
- втрати в магнітопроводі (втрати в сталі),
- втрати в частинах, де обумовлено їх тертя (втрати механічні).

Для *нерегульованого електропривода* першу складову, пропорційну I^2 , відносять до змінних втрат, оскільки $I \equiv M$, а остання визначається моментом опору, тобто залежить від технологічного процесу. Дві інші складові відносять умовно до постійних втрат, тому що втрати в магнітопроводі, що визначаються практично незмінними амплітудою та частотою магнітної індукції, а механічні втрати – практично незмінною швидкістю. Таким чином, для нерегульованого електропривода в першому наближенні можна вважати

$$\Delta P = K + I^2 R, \quad (6.8)$$

де K – постійні втрати,
 I і R – струм і опір силового кола.

Більш детальне і якісне уявлення про втрати дає рис. 6.2 діаграми втрат при передачі енергії від електричного джерела $P_1 = 3U_\phi I_\phi \cos \varphi$ (або $P_1 = UI$ для електропривода постійного струму) до обертового навантаження $P_2 = M\omega$. На діаграмі зазначена також електромагнітна потужність $P_{\text{ем}} = M\omega_0$ – потужність у повітряному зазорі машини.

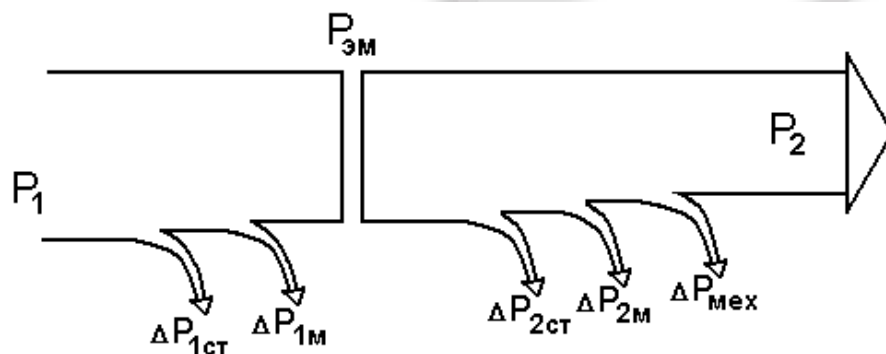


Рис. 6.2. Енергетична діаграма електричної машини

У прийнятих нами моделях електропривода для зручності передбачалося, що момент на валу дорівнює моменту електромагнітному, а момент, пов'язаний із втратами ΔM віднесено до моменту опору M_c . Це припущення, що істотно спрощує всі етапи аналізу і синтезу електропривода, не вносить в переважній більшості випадків відчутних похибок у результати, оскільки самі втрати порівняно невеликі. Зрозуміло, що в окремих спеціальних випадках, коли або втрати значні, або їх точне врахування складає самостійне завдання, потрібно користуватися більш повними та точними моделями.

Загальне уявлення про енергетичну ефективність нерегульованого електропривода дає залежність ККД двигуна з редуктором від відносного навантаження. На рис. 6.3 для орієнтування наведена така залежність для двигунів середньої потужності (15-150 кВт) з редуктором із ККД більше 0,95.

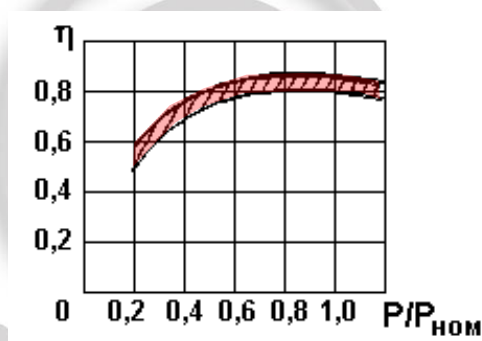


Рис. 6.3. Типова залежність ККД від навантаження

Необхідно підкреслити, що робота з недовантаженням призводить до помітного зниження ККД, тому невиправдане завищення потужності двигуна «про всяк випадок» – шкідливе. Так само шкідливі відповідно до (6.5) невдало організовані цикли, коли холостий хід займає в циклі значну частину.

У регульованому за швидкістю електроприводі енергетична ефективність визначається головним чином обраним способом регулювання, у зв'язку із чим всі способи можна розділити на дві великі групи залежно від того, змінюється чи ні ω_0 у процесі регулювання.

До першої групи $\omega_0 = \text{const}$ належать всі види реостатного регулювання, а також регулювання асинхронного двигуна з к.з. ротором зміною напруги при незмінній частоті. Якщо прийняти для простоти, що $P_{em} \approx P_1$ і $\Delta P_2 \approx \Delta P_{2m}$, то для цієї групи одержимо:

$$\Delta P_2 = M\omega_0 - M\omega = M(\omega_0 - \omega) = P_1 \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} = P_1 s, \quad (6.9)$$

таким чином втрати в роторному (якірному) 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 $\frac{R_{2p}}{R_{2p} + R_{2\partial}}$, і розсіюється всередині машини та нагріває її. Інша частина, пропорційна $\frac{R_{2\partial}}{R_{2p} + R_{2\partial}}$, і розсіюється поза машиною, погіршуючи, зрозуміло, енергетичні показники електропривода. Саме ця частина втрат в каскадних схемах використовується корисно.

Складніше і неприємніше співвідношення (6.9) проявляється в асинхронному електроприводі з к.з. ротором при регулюванні зміною напруги або в будь-який інший «хитрий» спосіб, але при постійній частоті. Тут вся потужність $\Delta P_2 = P_1 s$ розсіюється у двигуні, нагріваючи його і роблячи спосіб практично непридатним для тривалого режиму роботи.

Цікаво, що співвідношення (6.9) не можна «обдурити», хоча такі спроби робилися і ще робляться.

До другої групи $\omega_0 = var$ належать всі «безреостатні» способи регулювання в електроприводах постійного струму – зміною напруги та магнітного потоку, і частотне регулювання в електроприводах змінного струму.

Принципово способи другої групи енергетично кращі, оскільки в (6.9) різниця швидкостей $\Delta\omega \approx const$, однак варто враховувати, що в пристроях, що забезпечують $\omega_0 = var$, теж є втрати, і при малих потужностях, невеликих діапазонах регулювання та чималій вартості пристроїв необхідні детальні порівняння.

6.4. Втрати в перехідних режимах

Як було раніше показано (п.5.2), перехідні процеси при швидких змінах чинники впливу, можуть супроводжуватися значним зростанням моменту та струму, і, як наслідок, значною втратою енергії. Поставимо завдання оцінити величину втрат енергії в перехідних процесах і знайти зв'язки між втратами та параметрами електропривода. Будемо враховувати тільки втрати в активних опорах силових кіл двигуна, оскільки саме ця складова загальних втрат помітно зростає в перехідних процесах.

Аналіз проведемо лише для перехідних процесів, віднесених раніше до перших двох груп (п.п. 5.2 і 5.3) і почнемо з важливого окремого випадку, коли чинник, що викликає перехідний процес, змінюється миттєво, а процес протікає у відповідності до статичних характеристик (п. 5.2).

Втрати енергії в колі ротора або якоря за час перехідного процесу t_{nn} визначаються з урахуванням (6.9)

$$\Delta W_2 = \int_0^{t_{nn}} (M\omega_0 - M\omega) dt = \int_0^{t_{nn}} M\omega_0 s dt. \quad (6.10)$$

Для перехідного процесу вхолосту ($M_c = 0$) будемо мати:

$$M = J \frac{d\omega}{dt} = -J\omega_0 \frac{ds}{dt}. \quad (6.11)$$

Підставивши (6.11) в (6.10) і змінивши межі інтегрування, отримаємо:

$$\Delta W_{20} = \int_{s_{поч}}^{s_{кін}} -J\omega_0^2 s ds = J\omega_0^2 \int_{s_{кін}}^{s_{поч}} s ds.$$

Після інтегрування остаточно отримаємо

$$\Delta W_{20} = \frac{J\omega_0^2}{2} (s_{поч}^2 - s_{кін}^2). \quad (6.12)$$

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 ω_0 і від початкового та кінцевого ковзань. При пуску та динамічному гальмуванні вони складуть $J\omega_0^2/2$, при гальмуванні противмиканням $3J\omega_0^2/2$, при реверсі $4J\omega_0^2/2 = 2J\omega_0^2$. Ні форма механічної характеристики, ні час перехідного процесу, ні будь-які параметри двигуна, крім J і ω_0 , не впливають на втрати в роторі.

Якщо в асинхронному двигуні не враховувати струм намагнічування і вважати, що $I_1 = I_2'$ то $\Delta P_1 = I_1^2 R_1 = \Delta P_2 \frac{R_1}{R_2'}$. Тоді $\Delta W_{10} = \Delta W_{20} \frac{R_1}{R_2'}$, а загальні втрати енергії в асинхронному двигуні при цих умовах складуть

$$\Delta W_0 = \frac{J\omega_0^2}{2} \left(1 + \frac{R_1}{R_2'} \right) (s_{поч}^2 - s_{кін}^2). \quad (6.13)$$

Перехідний процес – дуже напружений в енергетичному відношенні режим: втрати енергії в десятки разів вище, ніж за той же час у сталому режимі.

Для того, щоб оцінити втрати енергії в перехідному процесі під

навантаженням $M_c \neq 0$ (інші умови зберігаються), прийнемо, що $M_c = \text{const}$ і $M = M_{cp} = \text{const}$, – цей випадок був детально розглянутий у п. 5.2; для пуску графіки $\omega(M)$ і $\omega(t)$ показані на рис. 6.4. Тоді $P_1 = M_{cp}\omega_0$, $P_2 = M_{cp}\omega$, $\Delta P = P_1 - P_2$ (рис. 6.4), а втрати енергії визначаються відповідно до (6.10) заштрихованим трикутником, тобто

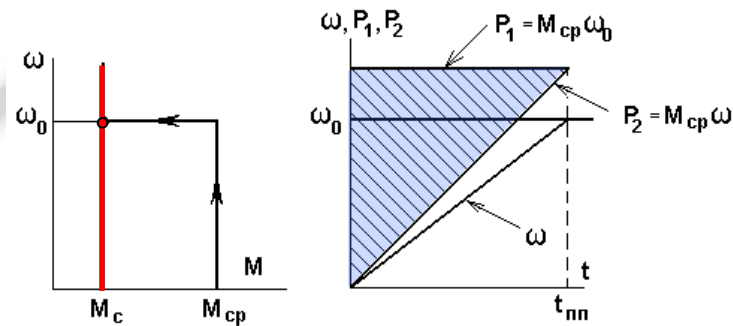


Рис. 6.4. Механічні характеристики та втрати енергії при пуску

$$\Delta W_n = \frac{M_{cp}\omega_0 t_{nn}}{2},$$

або з урахуванням $t_{nn} = J\omega_0/(M_{cp} - M_c)$

$$\Delta W_n = \Delta W_0 \frac{M_{cp}}{M_{cp} - M_c}. \quad (6.14)$$

При гальмуванні навантаження буде знижувати втрати:

$$\Delta W_m = \Delta W_0 \frac{M_{cp}}{M_{cp} + M_c}. \quad (6.15)$$

З викладеного витікають можливі способи зниження втрат енергії в перехідних процесах:

- зменшення моменту інерції за рахунок вибору відповідного двигуна та редуктора або за рахунок заміни одного двигуна двома половинної потужності;
- заміни гальмування противмиканням динамічним гальмуванням або використання механічного гальма;
- перехід від стрибкоподібної зміни ω_0 до східчастої; при подвоєнні числа сходинок буде вдвічі скорочуватися площа трикутників, що виражають втрати енергії;

- плавна зміна ω_0 у перехідному процесі.

Розглянемо докладніше останній спосіб, реалізований практично в системах керування перетворювач – двигун.

При плавній зміні ω_0 у перехідному процесі, як це було показано в п. 5.3, втрати енергії повинні зменшуватися. 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.

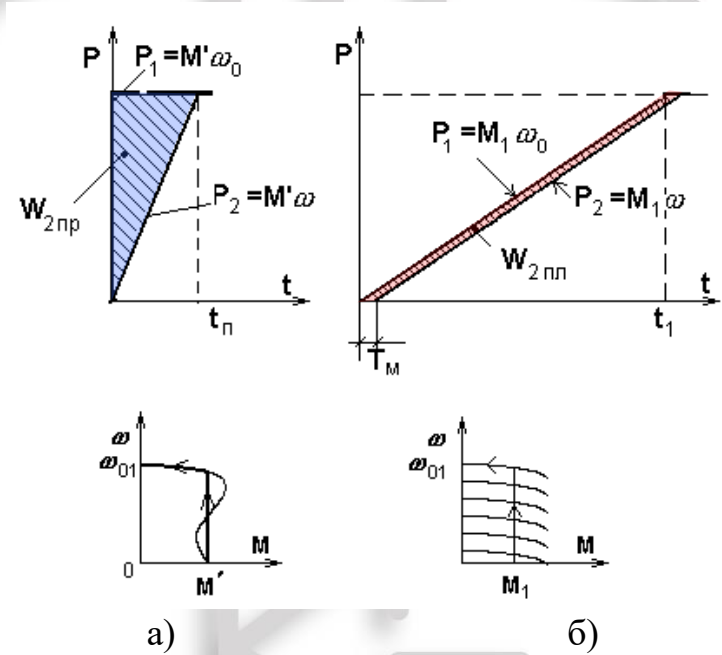


Рис. 6.5. Втрати при прямому (а) і плавному (б) пуску

При прямому пуску, як відзначалось, втрати енергії в якірному або роторному колі визначаються площею заштрихованого трикутника на рис. 6.5,а і складуть

$$\Delta W_{2np} = \frac{J\omega_{01}^2}{2}.$$

При плавному пуску втрати визначаються площею заштрихованої на рис. 6.5,б трапеції:

$$\Delta W_{2nl} = M_1\omega_{01}T_M = J\varepsilon\omega_{01}T_M = \frac{J\omega_{01}^2}{2} \cdot 2 \frac{T_M}{t_1} = \Delta W_{2np} \cdot 2 \frac{T_M}{t_1}. \quad (6.16)$$

Відзначимо, що рівняння (6.16), отримане при апроксимації реальної кривої

швидкості (див. п. 5.3) прямою лінією справедливо лише при $t_1 \gg T_M$; при інших умовах варто використати більш точні моделі.

З викладеного очевидно, що зменшуючи ε , тобто збільшуючи час перехідного процесу та знижуючи момент, можна управляти втратами енергії, знижуючи їх до будь-якої необхідної величини.

6.5. Енергозбереження засобами електропривода

Значна частка електроенергії, що споживається електроприводом (до 65% у розвинених країнах) і здійснення електроприводом практично всіх технологічних процесів, пов'язаних з рухом, робить особливо актуальною *проблему енергозбереження в електроприводі*. У світовій практиці дотепер сформувалося кілька основних напрямків, за якими інтенсивно ведуться дослідження, розробки, реалізуються великі 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, їхньої якості, а також за рахунок спеціальних прийомів проектування вдається підняти на 1-2% (потужні двигуни) або на 4-5% (невеликі двигуни) номінальний ККД при деякому збільшенні ціни двигуна.

Цей підхід, використаний і активно рекламований з 70-х років спочатку в США, потім у Європі, може приносити користь, якщо технологічний процес дійсно не вимагає регулювання швидкості, якщо навантаження міняється мало і якщо двигун обраний правильно. У всіх інших випадках використання дорогих 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 становить 0,6, тоді як у наших країнах, де донедавна не було прийнято заощаджувати ресурси, цей коефіцієнт становить 0,3-0,4, тобто привод працює із ККД значно нижчим за номінальний. Завищена «про всяк випадок» потужність двигуна часто призводить до непомітного на перший погляд, але дуже істотного негативного наслідку в технологічній сфері, що обслуговується електроприводом, наприклад, до зайвого напору в гідравлічних мережах, пов'язаного з ростом втрат і зниженням надійності тощо.

3. Основний шлях енергозбереження засобами електропривода – подача кінцевому споживачеві – технологічній машині – необхідної в кожний момент потужності. Це може бути досягнуто за допомогою керування координатами електропривода, тобто за рахунок переходу від нерегульованого електропривода до регульованого. Цей процес став останнім часом основним у розвитку електропривода у зв'язку з появою доступних технічних засобів для його здійснення – перетворювачів частоти тощо.

4. Вибір раціональних, у конкретних умовах, типів електропривода та способів керування, що забезпечують мінімізацію втрат у силовому каналі, – важливий елемент у загальній проблемі енергозбереження.

Очікується, що перехід від нерегульованого електропривода до регульованого в технологіях, де це потрібно, може заощадити до 25-30% електроенергії. В одній з технологій – у водо- повітропостачанні – перехід до регульованого електропривода, як показав досвід, заощаджує близько 50% електроенергії, до 25% води і до 10% тепла.

ПЕРЕЛІК ПИТАНЬ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЮ

1. Метод оцінки енергетичної ефективності електромеханічних систем шляхом розрахунку ККД.
2. Метод оцінки енергетичної ефективності електромеханічних систем шляхом розрахунку циклового ККД.
3. Оцінка енергоефективності електромеханічних систем за умови різнонаправлених потоків енергії.
4. Основні складові втрат в електричних машинах у сталому режимі.
5. I група визначення енергетичної ефективності у регульованому за швидкістю електроприводі.
6. II група визначення енергетичної ефективності у регульованому за швидкістю електроприводі.
7. Визначення втрат в перехідних режимах.
8. Можливі способи зниження втрат енергії в перехідних процесах.
9. Способи енергозбереження засобами електропривода.

VII. ЕЛЕКТРОПРИВОД ГІРНИЧО-МЕТАЛУРГІЙНИХ ВИРОБНИЦТВ

7.1. Умови експлуатації установок шахт і рудників

Відомо, що основна частина гірничих робіт – це руйнування руд корисних копалин, які супроводжуються інтенсивним забрудненням навколишнього середовища механічним пилом і виділенням шкідливих газів з розкритих вугільних прошарків. Як наслідок існує висока вірогідність виникнення вибухів і пожеж при наявності відкритих джерел вогню. Тому виконання робіт у таких умовах повинно бути забезпечене рудничним електроустаткуванням у вибухонебезпечному виконанні (**РВ**). У виробках із свіжим струменем повітря допустимо застосування рудничного електроустаткування у виконанні підвищеної надійності (**РП**). Біля ствольних виробок шахт на свіжому струмені повітряної вентиляції допускається застосування рудничного електроустаткування в нормальному виконанні (**РН**), а іноді навіть у нерудничному виконанні.

Робота у підземних виробках як правило супроводжується наявністю ґрунтових вод, а в деяких виробках постійною течією із крівлі. Звідки виникає вимога до гірничого електроустаткування щодо захищеності від проникнення вологи і пилу.

Більшість підземних гірничих виробок характеризуються обмеженістю виробничого простору. Таким чином, варто брати до уваги необхідність компактності конструктивного виконання електрообладнання і його малу вагу.

Очисні і прохідницькі роботи супроводжуються періодичним переміщенням устаткування, що вимагає регулярного відключення мережі живлення від приводів. Для цієї мети в конструкції електроприводів повинні бути передбачені спеціальні роз'єми для оперативного відключення/підключення.

Технологія видобутку корисних копалин на шахтах і рудниках здебільшого супроводжується буро-вибуховими роботами. При їх проведенні виникає розліт шматків породи з досить великою кінетичною енергією. Для захисту устаткування від можливих механічних ушкоджень такого типу його варто забезпечувати посиленими корпусами.

7.2. Основні види електрообладнання та їх використання

Відомо, що шахти і рудники є високоефективними промисловими підприємствами. Як наслідок, на них використовуються в основному механізми з електричним приводом. Для роботи механізмів можуть використовуватися двигуни як постійного, так і змінного струму, зокрема:

- асинхронні двигуни із к.з. та фазним ротором або синхронні машини;
- двигуни постійного струму з незалежним, послідовним та змішаним збудженням.

Досить широке розповсюдження отримали АД з к.з. ротором як найбільш прості дешеві та зручні в експлуатації машини (промислове застосування: очисні і

прохідницькі комбайни; струги; конвеєри; насоси і вентилятори). Для механізмів з важкими умовами пуску, які не потребують регулювання швидкості обертання, частіше застосовують АД з к.з. ротором і глибокими пазами або з обмоткою ротора у вигляді подвійної білячої клітки (застосування: конвеєри, лебідки).

За необхідності регулювання швидкості (застосування: механізми шахтних підйомних установок (ШПУ), лебідки) частіше використовують АД з фазним ротором.

Нарівні з асинхронними в гірничій промисловості використовуються і **синхронні приводи**. Це в основному установки без необхідності регулювання частоти обертання і нечастих пусках (застосування: вентилятори головного провітрювання, насоси, компресори, мережні приводи електромеханічних перетворювальних пристроїв ШПУ). Це саме ті установки, які дають найбільший економічний ефект. До переваг синхронних приводів варто віднести:

- можливість працювати у режимі компенсатора реактивної потужності;
- наявність високого ККД;
- висока надійність через наявність великого повітряного зазору між якорем і індуктором;
- тихоходність, яка дозволяє створювати безредукторні приводи.

Довгий час для приводів з регулюванням координат застосовували приводи постійного струму через найбільш простий метод керування. Сьогодні їхнє місце практично цілком займають АД з к.з. ротором з частотним керуванням.

Аналізуючи приводи, що використовуються у промисловості, можна стверджувати, що їхня потужність і швидкість обертання вихідного валу може змінюватись в широких межах ($P=2\ldots 5000$ кВт, $n=25\ldots 3000$ об/хв).

Комбайнові електродвигуни

Для них застосовують спеціальні рудничні асинхронні двигуни серії **ЭДК, ЭВК, ЭДКО ЭДКОР, АДВК, АДВР, АДВРП, АДВР-М та ЭКВД4**. Вони зазвичай мають нестандартні форми корпусу обумовлені тим, що їх використовують як елемент конструкції механізму підвищеної жорсткості. Це частіше всього квадратна форма корпусу в якому застосовують повітряне, водяне або комбіноване охолодження. Діапазон зміни потужності становить $30\ldots 315$ кВт і максимальної швидкості обертання 1500 об/хв. Напруга живлення 380/660 В або 660/1140 В. Двигуни мають велику перевантажувальну здатність $M_{\max}/M_{\text{ном}}=3\ldots 3,5$ та кратність пускового струму 5...6. Охолодження забезпечено давачем контролю температури обмоток.

Перспективи розвитку двигунів – збільшення індивідуальної потужності при використанні нових матеріалів та модернізації системи охолодження.

Конвеєрні електродвигуни

Для скребкових конвеєрів використовують спеціальні двигуни серії **ЭДКОФ** потужністю $37\ldots 110$ кВт та частотою обертання 1500 об/хв. Випуск здійснюється десяти різних модифікацій розрахованих на тривалий режим роботи. Двигуни

характеризуються високою перевантажувальною здатністю в межах $2,5 \dots 3 M_{ном}$ та кратністю пускового струму $6 \dots 6,5 I_{ном}$. Корпус циліндричний зварний із ребрами охолодження. Також можуть застосовувати серії приводів ВРТ180 потужністю 30 кВт.

Електродвигуни вибухонебезпечної серії ВР і ВАО

Серія двигунів ВР застосовується в навантажувальних машинах, маневрових лебідках, вентиляторах місцевого провітрювання в умовах вибухонебезпеки. Механічні характеристики м'які при одночасно високому пусковому моменті до $2,3 M_{ном}$. Висока перевантажувальна здатність забезпечена **високим питомим опором стрижнів ротора**. Обмотки статора мають високотемпературну ізоляцію Н-класу (промаслені). Охолодження повітряне зовнішнє.

Електродвигуни загальнопромислового виконання

Двигуни змінного струму серії АК, АКН, АКЗ (Н - незахищені, З - захищені) застосовують для приводів ШПУ. **Потужність 200...1250 кВт, швидкість обертання 250...600 об/хв.** Охолодження повітряне зовнішнє. Напруга живлення 3/6 кВ.

Для ШПУ застосовують двигуни постійного струму (ДПС) серії П2Ш, ПБК 21, 23, 26 габаритів. Двигуни тихохідні (24...40 об/хв максимальної потужності до 4000 кВт).

Швидкохідні генераторні збудники. Серії П, ГП, МП ($n=375 \dots 1000$ об/хв).

Привідні синхронні двигуни генераторів серії СДН, СДНЗ із прямим пуском. Потужність 75...2000 кВт. Швидкість обертання 750...1500 об/хв.

Загальнопромислові серії асинхронних електродвигунів серії 4А з к.з. ротором і **АК, 4АКЗ** з фазним ротором. Діапазон потужностей 0.12...400 кВт.

7.3. Елементи автоматики

Електричні машини синхронного зв'язку забезпечують одночасне обертання або одночасний поворот двох або більше механічно незв'язаних валів, які знаходяться на деякій відстані. Відомо два види систем синхронізації:

- **системи електричного валу**, який застосовують для синхронного обертання декількох механізмів, що мають значні моменти навантаження (електричний підсилювач повороту);
- **системи передачі кута**, які використовують для дистанційного управління або контролю положення у просторі будь-яких пристроїв.

Зазвичай такі системи реалізують на однофазних або трифазних асинхронних електричних мікромашинах і мають назву **сельсини**.

В системах автоматизації поширене застосування отримали однофазні сельсини, де до складу конструкції входить трифазна обмотка синхронізації, яка з'єднана у зірку, і однофазна обмотка збудження. Зазвичай обмотка збудження монтується на статорі, а синхронізації – на роторі (рис. 7.1). Найпростіша система синхронної передачі має назву індукторної (рис. 7.1), до складу якої входить

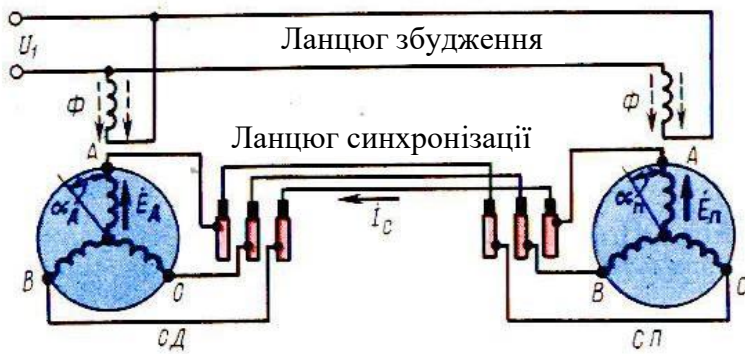


Рис. 7.1 Конструкція і схема синхронної передачі

сельсин-давач (СД) і сельсин-приймач (СП). Обмотки збудження обох сельсинів приєднані до мережі змінного струму, а обмотки синхронізації увімкнено зустрічно між собою. Якщо розміщення валів давача та приймача однакові ($\alpha_d = \alpha_p$), то електромагнітні рушійні сили (ЕРС) дорівнюють одна одній, і струм у колі роторів відсутній. У випадку $\alpha_d \neq \alpha_p$ у роторних колах індукується ЕРС і струм

$$\Delta E = E_d + E_p; I_c = \Delta E / (Z_d + Z_p + Z_l), \quad (7.1)$$

де Z_d, Z_p, Z_l – опори ліній з'єднання та обмоток сельсинів.

Похибка кутів повороту сельсина-давача і приймача становить кут неузгодженості, який для звичайних конструкцій становить до $2,5^\circ$, а для високоточних $0,75^\circ$

$$\Theta = \alpha_d - \alpha_p. \quad (7.2)$$

Внаслідок взаємодії магнітних потоків обмоток сельсина-приймача створюється момент синхронізації

$$M_c = M_{c \max} \cdot \sin(\Theta), \quad (7.3)$$

максимум якого виникає при куті неузгодженості $\Theta = 90^\circ$.

За конструктивним виконанням існують контактні (рис. 7.2, а) та безконтактні (рис. 7.2, б) системи сельсинів. Контактна система загалом не відрізняється від асинхронних двигунів з фазним ротором. Розміщення на роторі двох контактних кілець 3 (рис. 7.2, а) говорить про монтаж обмотки збудження на роторі. Наявність ковзних контактів робить таку конструкцію недосконалою і мало надійною.

Безконтактна конструкція рис. 7.2, б вміщує на статорі усі обмотки 3, 2. Рівень величини синхронізуючого моменту тепер залежить від кута повороту ротора 5 із немагнітним прошарком, який регулює напрям протікання силових ліній збудження, що пронизують синхронізуючу обмотку 3. Основний недолік безконтактних конструкцій – досить великі габарити порівняно із безконтактними системами.

Іще одним застосуванням сельсинів є їх використання у вигляді безконтактних командоапаратів. Їх принцип роботи полягає в регулюванні

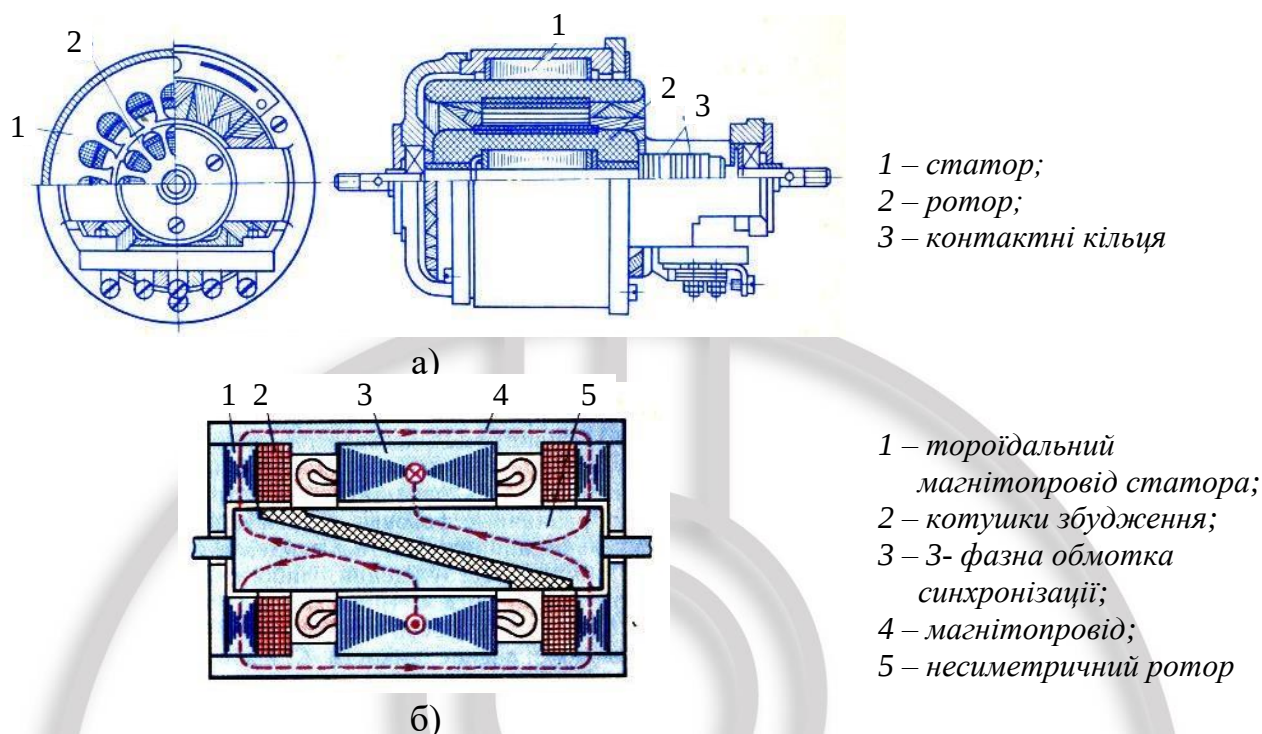


Рис. 7.2 Конструкція сельсинів: а) контактний; б) безконтактний

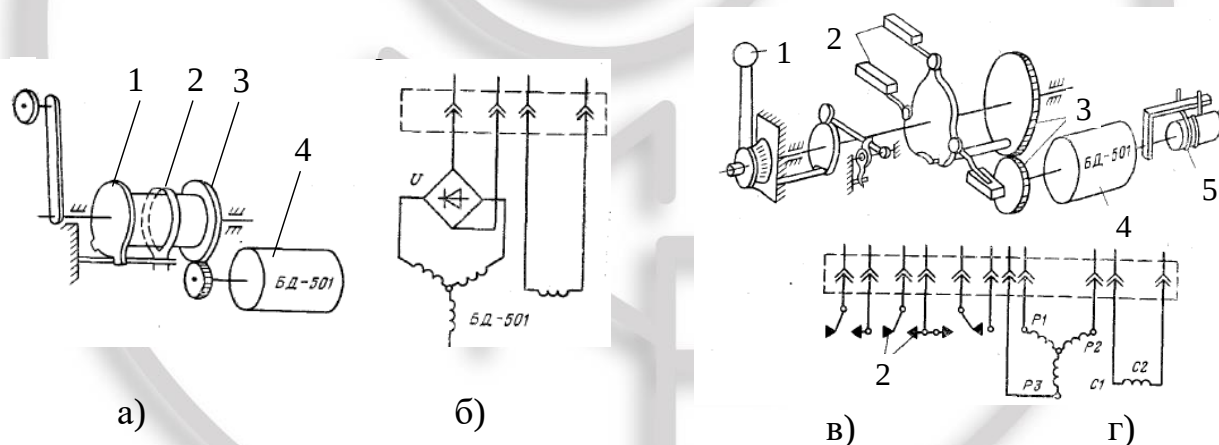


Рис. 7.3 Конструкція та схемне рішення сельсинних командоапаратів

вихідної напруги з обмоток синхронізації в залежності від кута повороту валу машини рис. 7.3, а.

Засоби автоматизації передбачають як повністю автоматичні способи керування, так і управління вручну. Довгий час для ручного керування застосовувались кулачкові контактні командоапарати, які мають низку недоліків. Напроти, сельсинні командоапарати є безконтактними та мають такі переваги: *висока надійність; не вимагають частого обслуговування; плавність управління.*

На виробництві протягом тривалого часу застосовувались два основних типи апаратів – СКАА-111 (рис.7.3, а) із ручним та СКАР-112 (рис.7.3, в) із ручним та автоматичним управлінням приводом. Конструкція СКАА-111 складається із

механізму обмежуючого диску 1, пружини повернення в попередній стан 2, редуктора 3 і сельсина 4.

Командоапарат СКАР-112 (рис. 7.3, в) конструктивно складається із: 1 – рукояті ручного управління; 2 – кінцевих перемикачів визначення напрямку роботи та фіксації нульового положення; 3 – редуктора узгодження кута повороту, 4 – сельсина, 5 – механізму повернення рукояті апарату в нульове положення.

Магнітні підсилювачі. Робота магнітних підсилювачів базуються на використанні залежності індуктивного опору ($X_L = 2\pi fL$, Ом, де $L = 2\pi\mu_0 wS/l$, Гн) системи від нелінійних магнітних властивостей феромагнітного стрижня. Конструктивно підсилювач представляє собою магнітний стрижень, на якому навиті котушки енергетичного каналу P1, P2 та каналу управління U (рис. 7.4).

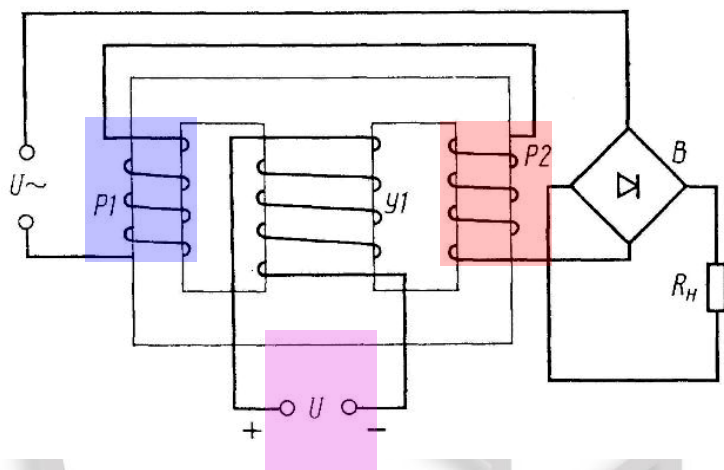


Рис. 7.4. До пояснення принципу роботи підсилювача

За відсутності сигналу управління U напруга на навантаженні R_n буде найменшою через максимальне значення індуктивності, що створить умови для зростання опору котушок P1 та P2. Такий стан прилада пов'язаний з тим, що стрижень підсилювача ненасичений і працює на лінійно-зростаючій ділянці кривої намагнічування (рис. 7.5. точка 1). У випадку наявності керуючої напруги на котушці U зростає підмагнічування стрижня (робоча точка зміщується на лінійну ділянку, точка 2), що змінює його магнітні властивості і призводить до зменшення

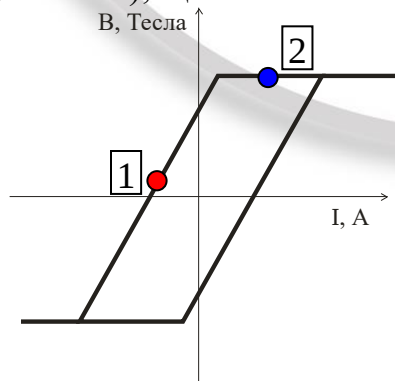


Рис. 7.5. Типова крива намагнічування стрижня

магнітного проникнення стрижня. Як наслідок, загальний опір котушок P1 і P2 зменшиться, а напруга на навантаженні зростає. Таким чином, вихідна напруга підсилювача може бути керована пропорційною величиною управляючої напруги

на котушці U .

Технічна реалізація магнітного підсилювача досить схожа із конструкцією звичайного трансформатора (рис. 7.6). Різницею в їх побудові слід вважати наявність лише призначення котушок керування, що живляться від джерела постійного струму, та котушок силового каналу, які живляться від джерела змінної напруги. Електрична схема також зображена рис. 7.6.

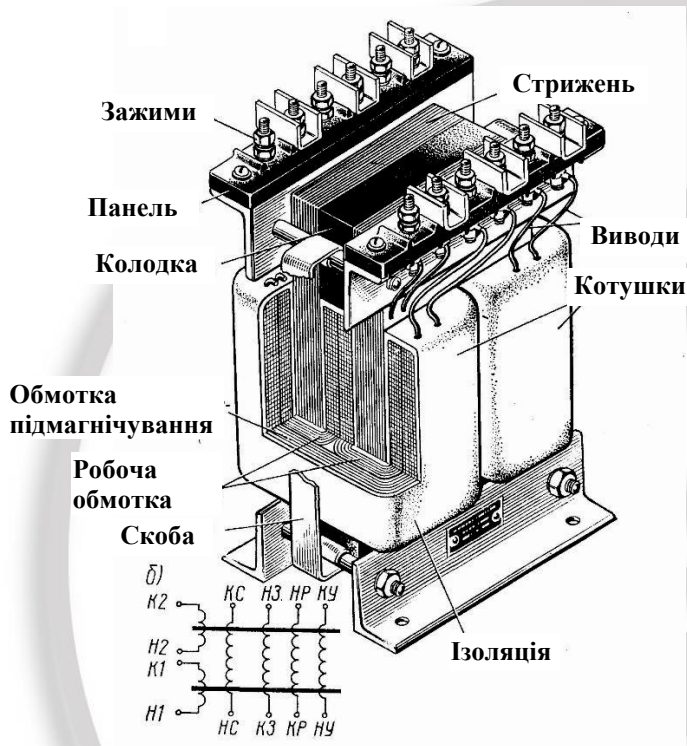
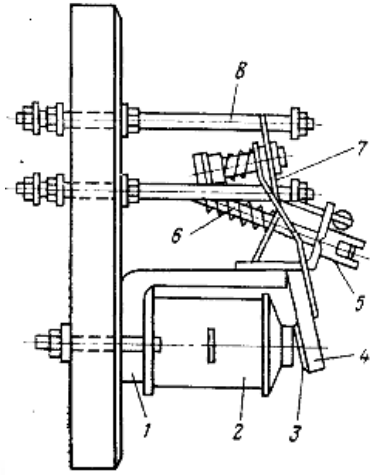


Рис. 7.6. Технічна реалізація підсилювача

Контактні елементи керування.

Головне призначення контактних систем автоматики – відокремлення технічного персоналу від силових кіл електроустановок, забезпечення функцій захисту від традиційних аварійних режимів (коротке замикання, перевантаження електрообладнання, короткочасне зникнення напруги мережі живлення) та організація умов гарантованого запуску та гальмування двигунів. Їх основними елементами є електромагнітні реле управління та магнітні пускачі. Конструктивно вони складаються із феромагнітного стрижня і котушки управління на ньому, якоря із рухомим контактом і зворотної пружини та статично-нерухомого контакту, що фіксується на корпусі реле рис. 7.7. Принцип роботи реле і контакторів полягає в переході рухомого контакту із розімкненого стану у стан увімкнений і навпаки. Перемикання виникає у випадку протікання струму в котушці, що створює магнітний потік, під дією якого створюється електромагнітна сила, яка і притягує якор до стрижня. Оскільки якор магнітної системи реле і рухомий контакт поєднані між собою, то при русі одного, відповідно, рухається і інший. Повернення рухомого контакту у попередній стан здійснюється у разі



- 1 – стрижень;
- 2 – котушка;
- 3 – немагнітна прокладка;
- 4 – ярмі;
- 5 – регульовальні гайки;
- 6 – пружини;
- 7 – рухомий контакт;
- 8 – нерухомий контакт.

Рис. 7.7. Електромагнітне реле

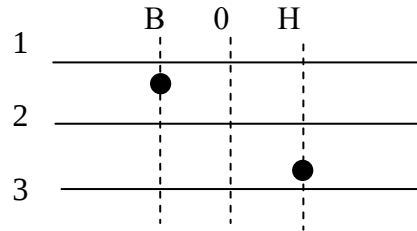
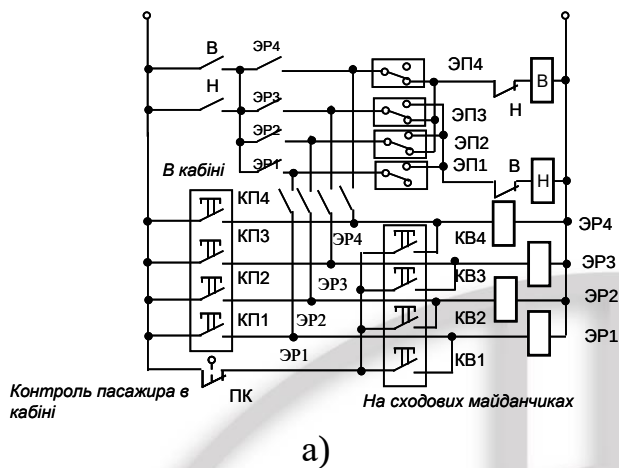
знеструмлення котушки управління та під дією зворотної пружини.

Промисловістю випускаються реле і пускачі не з однією групою, а декількома групами контактів, причому деякі із них є нормально замкненими, а інші – нормально розімкнені. Таким чином, при живленні котушки управління перелічені контакти переходять в протилежний стан. Тобто замкнені контакти розмикаються, а розімкнені замикаються.

Серед магнітних систем реле та пускачів розрізняють – системи із живленням від мережі постійного струму, або із живленням від мережі змінного струму. Перші відрізняються від останніх наявністю цілком литих стрижнів, а інші – наявністю стрижнів набраних із окремих пластин електротехнічної сталі. Набрані, або шихтовані, стрижні виконують функцію зменшення дії розігрівачих струмів Фуко, які виникають у результаті роботи змінного струму в котушці управління. Крім цього реле змінного струму також характеризуються ефектом брязкотіння контактів, що проявляється у нещільному притисненні рухомого контакту до нерухомого. Це пов'язано зі зміною знаку і амплітуди струму в котушці управління 50 разів на секунду, або два рази на період. Компенсація такого ефекту зазвичай здійснюється шляхом встановлення на магнітопроводі короткозамкненого витка.

Слід зауважити, що реле управління призначені для комутації незначних струмів управління. Тому їх потужність, і, як наслідок, габарити – невеликі. Щодо пускачів, то їх потужність і габарити навпаки значно більші через комутації струмів потужного енергетичного каналу. Крім цього, треба підкреслити, що пускачі частіше працюють на активно-індуктивне навантаження, яке створює умови для виникнення дуги під час увімкнення або розімкнення контактів. Гасіння дуги забезпечується дугогасними камерами, що монтуються поверх силових контактів системи. Для вирішення питань автоматизації до складу конструкції пускачів іноді входять блокувальні контакти із потужністю, меншою від потужності силових систем.

Читання релейно-контакторних схем передбачає виконання низки правил:



б)

Рис. 7.8. До пояснення принципів читання релейно-контакторних схем

- зображення контакторних електричних схем виконується для знеструмленого стану. Тобто контакти реле і пускачів знаходяться у такому положенні до початку роботи системи рис. 7.8, (а);

- контакти та котушки реле, що ними керують мають однакову назву;
- для реалізації захисних функцій існують реле струму (монтують послідовно із навантаженням) і реле напруги (монтують паралельно із навантаженням);
- в схемах управління використовуються реле витримки часу, контакти яких зображають у вигляді „парасольок” над ними. Спрямування куполу „парасольки” контакту позначає напрям витримки часу при його перемиканні;
- для кулачкових контактних командоапаратів рис. 7.8,б в релейно-контакторних схемах передбачено наступне позначення: вертикальні пунктирні лінії (В, 0, Н) позначають позиції рукояті командоапарата, суцільні горизонтальні лінії (1, 2, 3) показують контакти апарата, що комутуються, точки на пунктирних лініях відповідають замкненому стану контактів для позначеного положення рукояті командоапарата.

Аналогові елементи автоматики.

Сучасні операційні підсилювачі (ОП) – це підсилювачі напруги постійного струму, які мають у частотному діапазоні від нуля до декількох десятків тисяч герц високий вхідний опір (декілька МОм) і малий вихідний (декілька десятків Ом), незначний рівень шуму при якісній температурній компенсації, і здатність працювати при замкненому колі зворотного зв’язку. Вхідний каскад виконується у вигляді диференційного підсилювача з двома входами (рис. 7.9.), які реагують на різницю напруг на них. Термін „операційний підсилювач” виник в аналоговій обчислювальній техніці, де подібні підсилювачі із відповідними зворотними зв’язками використовуються для моделювання різних математичних операцій. Поява ОП у вигляді інтегральних схем, що мають відносно низьку вартість і високі технічні характеристики, призвела до того, що їх швидко стали поширювати у різноманітних електронних пристроях.

Згідно із прийнятими стандартами позначення елементів аналогової техніки

Лінії
корегування
нуля

Інверсний

Вхідні
лінії

Прямий

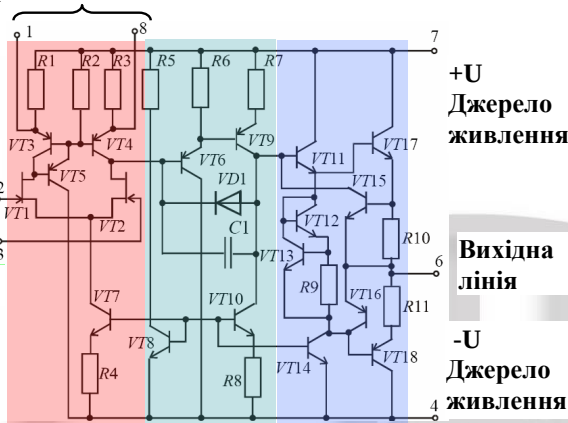


Рис. 7.9. До пояснення структури
ОП (принципова схема ОП
K544УД1, закордонний аналог
 $\mu A740C$)

- Дифференциальный каскад;
- Каскады согласования;
- Усилитель мощности.

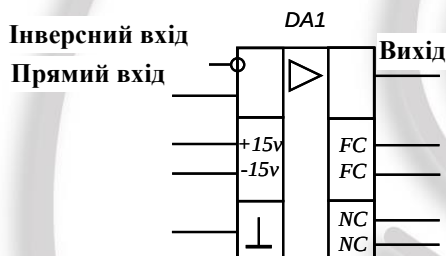


Рис. 7.10. Умовне графічне зображення ОП

ОП зображують у вигляді прямокутника. Він може містити головне і два додаткових поля, що розміщують по обидва боки рис. 7.10.

На схемі підсилювач позначений трикутником на головному полі. Праворуч від нього вказують коефіцієнт підсилення. Якщо конкретне значення цього коефіцієнта незначне, допускається його не показувати.

Виводи ОП ділять на вхідні, вихідні та такі, що не несуть функціонального навантаження, до яких приєднуються дроти живлення, температурної та частотної корекції і дрейфу нуля.

Більшість ОП мають один вихід і два входи симетричних відносно загального полюсу. Прямі входи та виходи позначаються лініями, які підходять до контуру основного поля, а інверсні з кружками у місцях приєднання. Якщо до входів прикладені синфазні напруги, то їх вплив буде взаємно компенсований, і вихід буде мати нульовий потенціал, завдяки чому параметри ОП мало чуйні до зміни живлення, температури та інших зовнішніх факторів. Напруга на виході ОП повинна бути лише у тому випадку, коли на його вході діють різні за рівнем та фазою напруги. Цей сигнал називають диференціальним. Напруга на виході ОП вимірюється відносно загального дроту.

Вихідна напруга ОП у більшості випадків приєднується до навантаження, але ця умова виконується не завжди.

Для забезпечення роботи ОП з позитивним і негативним типом сигналів інтегральні мікросхеми (ІМС) живлять двополярним джерелом живлення ± 15 В.

До допоміжних виводів відносять: *FC* – місце приєднання кіл корекції АЧХ; *NC* – коло балансування за струмом та $\perp$ загальний полюс.

Часто для кращого розуміння принципу роботи того чи іншого електронного пристрою з цифровими ІМС, для виділення аналогових схем використовують спрощене позначення ОП. У цьому випадку зберігають лише головне поле умовного зображення підсилювача та входні і вихідні виводи. Причому найбільш популярним є зображення у вигляді трикутника рис. 7.11.

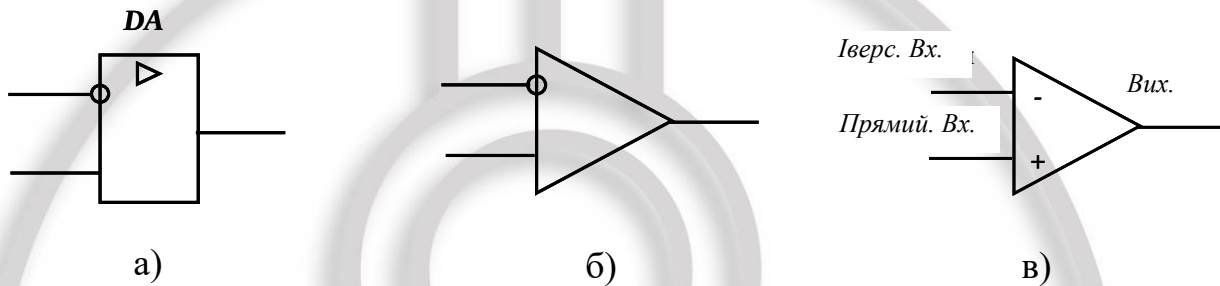


Рис. 7.11. Спрощений варіант умовного зображення ОП

Такі зображення ОП зустрічаються у сучасній літературі, у тому числі і довідковій.

Масштабний підсилювач

Функціональна схема інверсного підсилювача зображена на рис. 7.12.

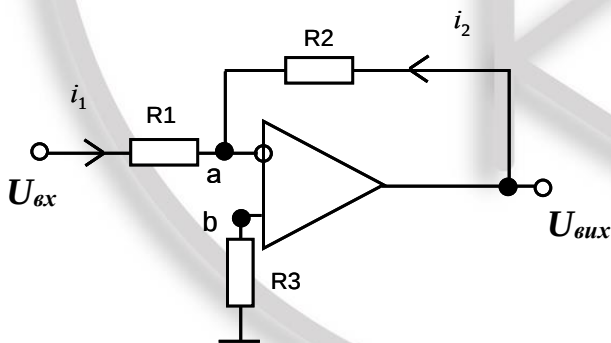


Рис. 7.12. Схема інверсного ОП

Операційний підсилювач охоплений паралельним негативним зворотним зв'язком за напругою. При цьому на інверсний вхід (І-вхід) подається частина вихідної напруги $U_{\text{вих}}$ за допомогою резистора R_2 , яка додається до вхідної напруги $U_{\text{вх}}$. Якщо вважати ОП ідеальним, то потенціал точок *a* і *b* однаковий і дорівнює нулю ($\varphi_a = \varphi_b = 0$), тому вихідну напругу даної схеми можна знайти використовуючи перший закон Кірхгофа.

$$i_1 + i_2 = i_{\text{вх}} = 0, \quad (7.4)$$

$$\frac{U_{вх}}{R_1} = \frac{U_{вих}}{R_2} = 0, \quad (7.5)$$

$$U_{вих} = -\frac{R_2}{R_1} U_{вх}. \quad (7.6)$$

Таким чином, коефіцієнт підсилення інверсного підсилювача дорівнює

$$K_n = \frac{R_2}{R_1}, \quad (7.7)$$

а коефіцієнт зворотного зв'язку

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (7.8)$$

Неінверсний підсилювач має схемне рішення рис. 7.13.

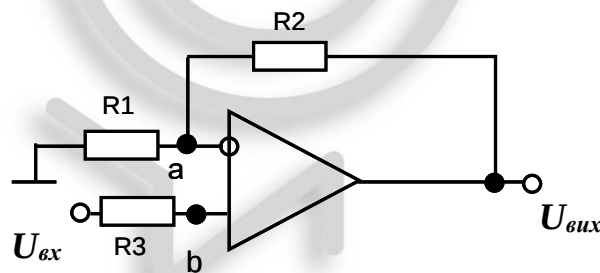


Рис. 7.13. Схема неінверсного ОП

Вхідний сигнал потрапляє на неінверсний вхід (Н-вхід) ОП. Послідовний зворотній зв'язок за напругою реалізується шляхом подачі частини вихідної напруги за допомогою резистора дільника на інверсний вхід.

Коефіцієнт підсилення неінверсного підсилювача з ідеальним ОП може бути визначений із простих виразів. Потенціали точок a і b однакові, причому $\varphi_a = \varphi_b = U_{вх}$. У той же час потенціал точки a можна знайти, як вихідну напругу резистивного дільника збудованого на опорах R_1 і R_2

$$\varphi_a = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{вих}. \quad (7.9)$$

Як наслідок

$$U_{вих} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} U_{вх} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_{вх}, \quad (7.10)$$

і коефіцієнт підсилення дорівнює

$$K_n = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \quad (7.11)$$

Коефіцієнт зворотного зв'язку для схеми неінверсного підсилювача також, як і для інверсного становить

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (7.12)$$

Однопороговий компаратор

Пристрої, для яких є характерним наявність позитивного коефіцієнта підсилення, зазвичай називають однопороговими компараторами. Як наслідок такого стану, у роботі таких пристроїв завжди присутня деяка неіндифікована область вхідної напруги, тобто існує похибка визначення рівня вихідної напруги. В якості однопорогових пристроїв порівняння використовують ОП без негативного зворотного зв'язку або позитивного зворотного зв'язку, для яких коефіцієнт передачі зворотного зв'язку відповідає нерівності

$$\beta \leq \frac{1}{K_{U0}}. \quad (7.13)$$

Аналізуючи схему рис. 7.14, а можливо сказати, що її спрацювання настає в момент порівнювання нуля напруги між інверсним і неінверсним входами ОП. Використовуючи це, можна побудувати на основі схеми, що представлена, пристрій порівняння вхідної напруги з еталонним рівнем напруги.

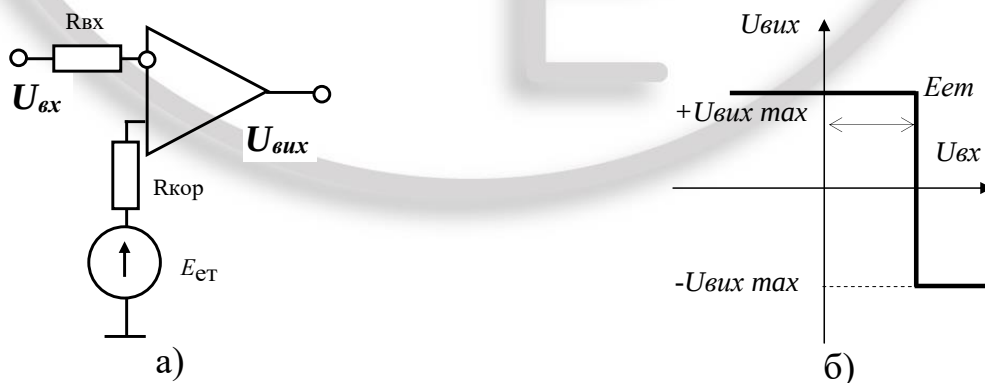


Рис. 7.14. До пояснення роботи однопорогового компаратора

Для цього достатньо неінверсний вхід ОП підключити до загальної шини

пристрою через джерело ЕРС, абсолютна величина і знак якого відповідає еталонному рівню порівняння.

У цьому випадку при ідеальному ОП ($R_{ex} \rightarrow \infty$) напруга між входами досягне нуля, коли U_{ex} стане однакою за рівнем і полярністю із E_{em} еталонним джерелом живлення або пороговою напругою спрацювання пристрою.

Регенеративний компаратор

Регенеративними компараторами називають схеми порівняння, в яких передатна характеристика неоднозначна. Для ОП це можливо у тих випадках, коли підсилювач охоплений позитивним зворотним зв'язком з коефіцієнтом передачі, що відповідає рівнянню

$$\beta \geq \frac{1}{K_{U0}}. \quad (7.14)$$

На рис.7.15. наведена передатна характеристика ОП для випадків $\beta < \frac{1}{K_{U0}}$, $\beta = \frac{1}{K_{U0}}$ і $\beta > \frac{1}{K_{U0}}$ відповідно. Очевидно, що збільшення коефіцієнта передачі

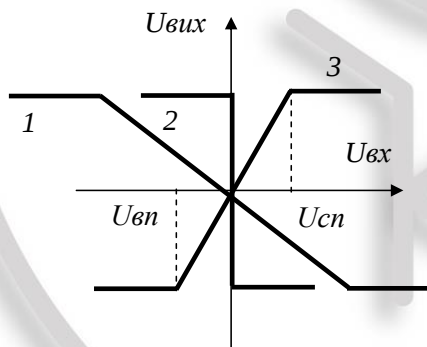


Рис. 7.15. Передатна характеристика ОП із ПЗЗ

$$1 - \beta < \frac{1}{K_{U0}}, 2 - \beta = \frac{1}{K_{U0}},$$

$$3 - \beta > \frac{1}{K_{U0}}$$

кола позитивного зворотного зв'язку фактично призводить до повороту вихідної характеристики ОП навколо початку системи координат за годинниковою стрілкою. При цьому якщо $\beta > \frac{1}{K_{U0}}$, то передатна характеристика перестає бути

однозначною, і з'являється область вхідних напруг, для яких без знання передісторії роботи схеми неможливо однозначно визначити вихідний сигнал ОП.

Використання у схемах порівняння ОП, в якого передатна характеристика має область неоднозначної відповідності вхідної і вихідної напруги (має гістирезис), дозволяє будувати пристрої, в яких напруга спрацювання і відпускання не дорівнюють одна одній. Принципова схема такого пристрою порівняння і її передатна характеристика наведена на рис. 7.16.



Рис. 7.16. До пояснення роботи гістерезисного компаратора

Розглянемо принцип роботи цієї схеми. Припустимо, що у деякий момент часу вхідна напруга схеми дорівнює нулю, а вихідна позитивної полярності $+U_{вих\ max}$. Тоді до неінверсного входу ОП прикладена позитивна напруга

$$U_{н\ вх} = U_{вих\ max} R_{пос2} / (R_{пос1} + R_{пос2}). \quad (7.15)$$

Таким чином, розглянутий стан є стійким і може підтримуватись досить довго до тих пір, поки змінна напруга не досягне цього ж рівня. У цей момент здійсниться зміна вихідної напруги ОП від $+U_{вих\ max}$ до $-U_{вих\ max}$. Внаслідок цього на неінверсному вході ОП встановиться напруга

$$U_{н\ вх} = -U_{вих\ max} R_{пос2} / (R_{пос1} + R_{пос2}). \quad (7.16)$$

До тих пір, поки вхідна напруга не досягне такого ж рівня, стан схеми буде стійко незмінним.

Із наведених вище виразів витікає, що $U_{вих\ max} = -U_{вих\ max}$ порогова напруга для випадків спрацювання і відпускання дорівнюють одна одній, але різні за знаком. Таким чином, із цього виходить, що вигляд передатної характеристики такого пристрою є симетричною відносно початку системи координат.

Під поняттям **операційні перетворювачі** розуміють пристрої, передатна функція котрих являє собою відношення двох поліномів, вирази яких одержують з використанням перетворення Лапласа.

До таких перетворювачів відносять інтегратори, диференціатори й інерційні ланки різного порядку.

Інтегратори

Схема найпростішої реалізації інтегратора зображена на рис. 7.17.

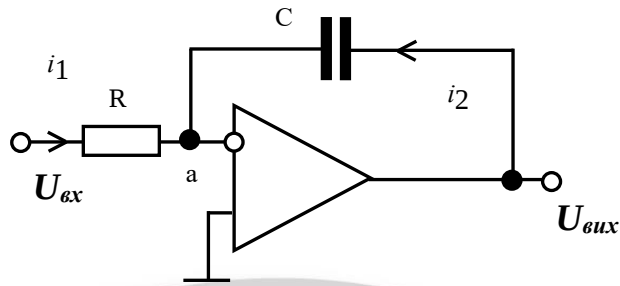


Рис. 7.17. Принципова схема інтегратора

Якщо вважати, що ОП ідеальний, то вихідна напруга визначається із рівняння

$$\frac{U_{вх}}{R} = -C \frac{dU_{вих}}{dt} \quad (7.17)$$

звідки

$$U_{вих} = -\frac{1}{RC} \int U_{вх} dt + A. \quad (7.18)$$

де A – значення початкових умов.
Передатна функція в операторній формі має вигляд

$$K_{ін} = \frac{U_{вих}(p)}{U_{вх}(p)} = -\frac{1}{p\tau}, \quad (7.19)$$

де $\tau = -\frac{1}{RC}$ – постійна часу, p – оператор Лапласа.

Пропорційно-інтегральний регулятор (ПІ)

Схема регулятора наведена на рис. 7.18.

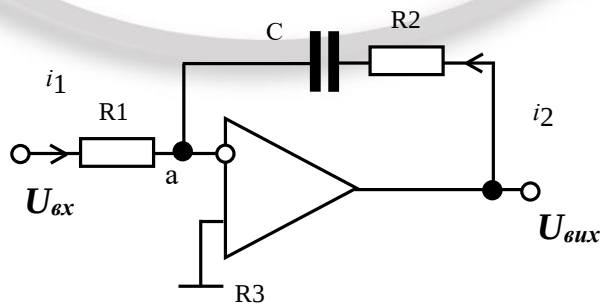


Рис. 7.18. Схема реалізації ПІ-регулятора

Для ідеального ОП вхідна напруга визначається $U_{вх} = U_n + U_{ін}$, де $U_{ін} = -\frac{1}{CR1} \int U_{ex} dt$ – напруга інтегральної частини, $U_n = -\frac{R2}{R1} U_{ex}$ – напруга пропорційної частини.

Отже, результуючий вираз залежності вихідної напруги від вхідної буде мати вигляд

$$U_{вих} = -\frac{1}{RC} \int U_{ex} dt + U_{ex} \frac{R2}{R1}. \quad (7.20)$$

Форма вихідного сигналу при ступеневій зміні напруги по входу ілюструється залежністю рис. 7.19.

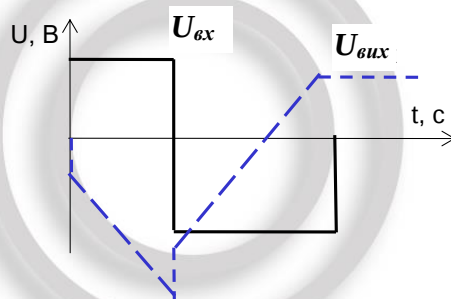


Рис. 7.19. Часові діаграми роботи ПІ-регулятора

Досить часто у схемах керування електроприводами застосовують **здатчики інтенсивності**, які регламентують швидкість зростання прискорення або моменту двигуна. Схемне рішення, що зображено на рис. 7.20 складається із послідовно увімкнених підсилювача та інтегратора. Відомо, що кут нахилу

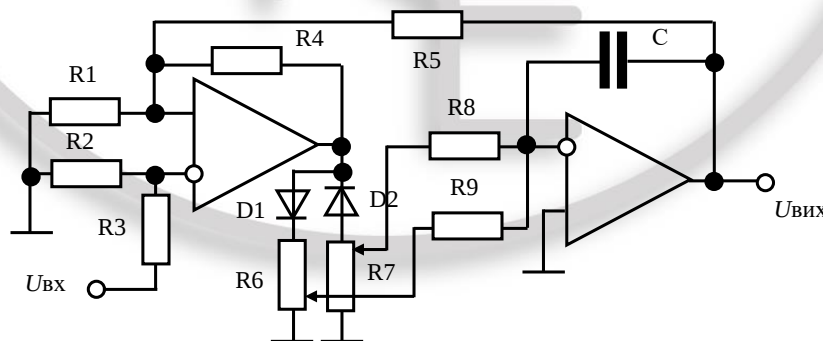


Рис.7.20. Схема задатчика інтенсивності.

вихідної напруги інтегратора залежить від рівня напруги на його вході та постійної часу, яка визначається вхідним опором та ємністю конденсатора зворотного зв'язку ($T1=R8C$, $T2=R9C$). Для запропонованої схеми не передбачено регулювання постійних часу, тому нахил характеристики регулюється зміною

вхідної напруги ділянками $R6$ (позитивного напрямку струму) і $R7$ (негативного напрямку). Напруга на їх виході завжди дорівнює напрузі налаштування з причини роботи першого підсилювача у ключовому режимі, що забезпечує його вихідний стан або у позитивному насиченні, або негативному. Завдяки зворотному зв'язку $R5$, що охоплює обидва елемента схеми, є можливість відслідковувати значення напруги на виході усієї схеми. При зрівнянні сигналів задання $U_{вх}$ і зворотного зв'язку $R5$ напруга на виході першого підсилювача стає нульовою, що зупиняє інтегрування на рівні поточної напруги.

Перетворювач напруга-частота, схема якого зображена на рис. 7.21,а, фактично повторює схему генератора трикутної напруги. Різницею є послідовність увімкнення інтегратора та порогового детектора. Сутність перетворення у зміні нахилу характеристики інтегрування за рахунок регулювання напруги на вході перетворювача. Відповідно частота перемикавання порогового детектора прямо залежить від тривалості зростання напруги на виході інтегратора.

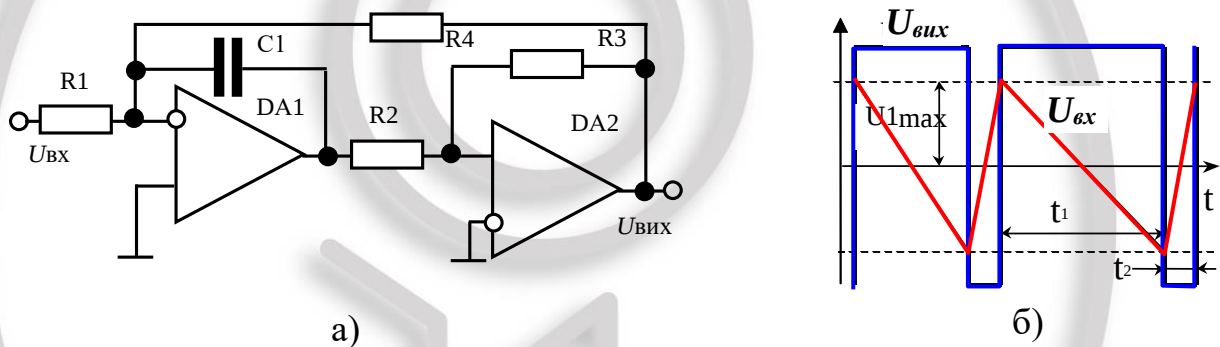


Рис. 7.21. Схема перетворювача напруга-частота

Значення напруги перемикавання інтегратора визначається відповідно до рівняння

$$U_{1\max} = U_{\text{нас}} \frac{R2}{R3}. \quad (7.21)$$

При цьому значення напруги перемикавання порогового елемента дорівнює напрузі насичення. Для визначення частоти слідування імпульсів генерування рис. 7.21,б користуються виразом

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2}, \quad (7.22)$$

де $t_1 = 2T_{II} \frac{U_{1\max}}{U_{\text{вх}}}$, $t_2 = \frac{2T_{II}U_{1\max}R4}{U_{\text{нас}}R1 - U_{\text{вх}}R4}$ – інтервали часу імпульсів відповідно

позитивного і негативного рівнів, $T_{II} = R1C1$ – постійна часу інтегрування. Слід зауважити, що гарантована робота перетворювача може бути забезпечена при виконанні умови $R4 \ll R1$.

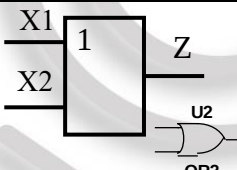
Цифрові елементи автоматики

Булева алгебра – це математична система, що оперує двома поняттями: дія-істина, або дія-хибність. Ці поняття асоціюють з цифрами двійкової системи рахування. Надалі їх коректно називати логічними одиницею (1) та нулем (0). Дії, які у розділі булевої алгебри називані „істина” та „хибність” прийняті у якості математичних констант.

Для здійснення за допомогою булевої алгебри опису стану і структури цифрової схеми її вхідним та вихідним сигналам ставлять у відповідність двійкові константи. Головними операціями такої математики є логічні додавання, множення та інверсія.

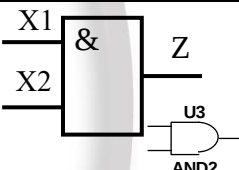
Логічне додавання. Таку операцію прийнято називати „АБО” чи *диз'юнкцією* (знак дії „+” чи „ $\vee$ ”). Правила, що ілюструють цю математичну дію наведені у табл. 7.1.

Таблиця 7.1.

X1	X2	$Z=X1+X2$ ($X1\vee X2$)	Вітчизняне і закордонне схемне поз-ня
0	0	0	
0	1	1	
1	0	1	
1	1	1	

Функція диз'юнкція

Таблиця 7.2.

X1	X2	$Z=X1\cdot X2$ ($X1\wedge X2$)	Вітчизняне і закордонне схемне поз-ня
0	0	0	
0	1	0	
1	0	0	
1	1	1	

Функція кон'юнкція

Треба зазначити, що така операція справедлива для будь-якої кількості змінних. Число змінних, над якими виконуються операції, маркують цифрою, яка стоїть після її позначення. Так, для табл. 7.1 можна сказати, що вона визначає операцію 2АБО, яка відповідає математичній – об'єднання множин.

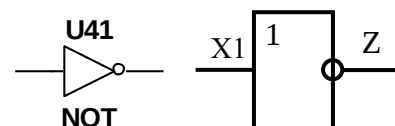
Логічне множення – прийнято називати функцією „І” або *кон'юнкцією* (знак дії „ $\cdot$ ” чи „ $\wedge$ ”). Ця математична дія ілюструється в табл. 7.2.

Для даної функції є також справедливим необмежена кількість операндів. Аналог даної математичної дії – перетин множин. Принцип позначення також зберігається і є аналогічним до попередньої функції.

Логічне інвертування – зазвичай називають функцією *інверсія* „НІ” або *доповнення*. Для її позначення використовують риску над відповідним виразом. Операція визначається наступним чином:

якщо $x=1$, то $\bar{x}=0$, і навпаки якщо $x=0$, то $\bar{x}=1$.

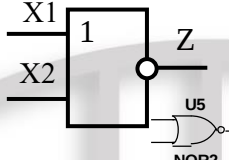
вітчизняне і закордонне схемне
позначення функції



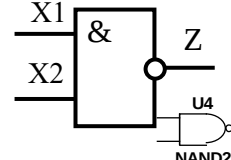
Традиційно при схемотехнічному проектуванні використовують комбіновані логічні схеми „АБО-НІ” і „І-НІ”. Їх універсальність дозволяє реалізовувати

практично будь-які схемні рішення (табл. 7.3, табл. 7.4)

Таблиця 7.3.

X1	X2	$Z = X1 + X2$ ($X1 \vee X2$)	Вітчизняне і закордонне схемне поз-ня
0	0	1	
0	1	0	
1	0	0	
1	1	0	

Таблиця 7.4.

X1	X2	$Z = X1 \cdot X2$ ($X1 \wedge X2$)	Вітчизняне і закордонне схемне поз-ня
0	0	1	
0	1	1	
1	0	1	
1	1	0	

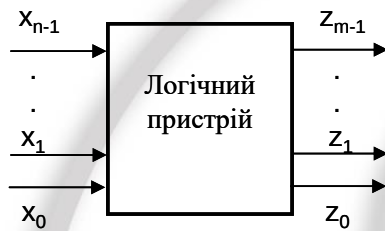


Рис. 7.22. Приклад системи

Розглянемо будь-який логічний пристрій, на вході якого присутній деякий n -розрядний двійковий код $x_{n-1} \dots x_1, x_0$, а на виході відповідно m -розрядний двійковий код $z_{m-1} \dots z_1, z_0$ (рис. 7.22). Для опису стану цієї схеми, необхідно визначити залежність кожної із m вихідних змінних z_i від вхідного коду $x_{n-1} \dots x_1, x_0$.

Таким чином, залежність вихідних змінних z_i , що виражена через сукупність вхідних змінних $x_{n-1} \dots x_1, x_0$ за допомогою функції алгебри логіки, носить назву функції алгебри логіки (ФАЛ). Іноді таку залежність також називають перемикаючою функцією. Тобто, задати ФАЛ значить визначити значення z_i для усіх можливих комбінацій змінних $x_{n-1} \dots x_1, x_0$. Очевидно, що для n -розрядного двійкового коду $x_{n-1} \dots x_1, x_0$ існує 2^n різних z_i .

Функція є повністю визначеною, якщо задані 2^n її значень. Якщо частина значень функції не задана, то вона є частково визначеною або невизначеною.

Іноді відомо, що за умовами роботи пристрою поява вхідних сигналів неможлива, і тому значення ФАЛ на цих кодах не задаються. При цьому виникають так звані факультативні або необов'язкові значення функції, котрі можуть задаватися випадково. Вхідні коди, для яких ФАЛ мають факультативне значення, називаються забороненими.

Для опису ФАЛ можуть бути використані різні способи.

Словесний опис ФАЛ

Словесний спосіб завдання ФАЛ розглянемо на прикладі:

Логічна функція двох змінних дорівнює одиниці у випадку коли усі вхідні змінні дорівнюють одиниці.

Такий опис найчастіше застосовується для простих логічних функцій.

Опис ФАЛ за допомогою таблиці істинності

Таблиця, яка вміщує весь набір можливих комбінацій вхідних сигналів $x_{n-1} \dots x_1, x_0$ і відповідні значення вихідних сигналів z_i , називається таблицею істинності або комбінаційною таблицею. У загальному випадку таблиця істинності має 2^n

рядків та $n+m$ стовпців. В якості прикладу наведемо таблицю істинності для ФАЛ із попереднього прикладу.

Функція має дві вхідні змінні, з чого виходить, що для опису можливо $2^2=4$ комбінацій. При цьому словесний опис свідчить, що дана функція реалізує логічну функцію „І”.

№ п.п.	X1	X2	Z
1	1	1	1
2	1	0	0
3	0	1	0
4	0	0	0

Табл. 7.5. Приклад комбінаційної таблиці ФАЛ

Опис ФАЛ за допомогою алгебраїчного рівняння

При описі ФАЛ алгебраїчним рівнянням використовують дві нормальні форми її представлення.

Диз'юнктивна нормальна форма (ДНФ) – логічна сума елементарних логічних добутоків, у кожний з яких аргумент або його інверсія входить один раз.

ДНФ може бути отримана із таблиці істинності за наступним алгоритмом:

1. для кожного набору змінних, де ФАЛ дорівнює одиниці, здійснюється запис елементарних добутоків вхідних змінних, причому змінні, які дорівнюють нулю, записують з інверсією. Отримані добутки називають *конституантами одиниці*;
2. наступний крок отримання суми усіх визначених добутоків.

За табл. 7.5.

$$Z(X1, X2)_1 = X1 \wedge X2 \quad (7.23)$$

Отриману функцію шляхом додавання конститuant одиниці називають досконалою ДНФ (ДДНФ).

Кон'юнктивна нормальна форма (КНФ) – логічний добуток елементарних логічних сум, у кожен з яких аргумент або його інверсія також входить один раз.

КНФ також може бути сформована із таблиці істинності за алгоритмом:

1. для кожного набору змінних, де ФАЛ дорівнює нулю, записують елементарні логічні суми вхідних змінних. При цьому вхідні змінні, які дорівнюють одиниці також записують з інверсією. Відповідно отримані суми називають *конституантами нуля*;
2. надалі елементарні суми множаться.

За табл.7.5.

$$Z(X1, X2)_0 = (\bar{X}1 \vee X2) \wedge (X1 \vee \bar{X}2) \wedge (X1 \vee X2) \quad (7.24)$$

Функцію, отриману шляхом множення конститuant нуля, називають досконалою КДФ (ДКДФ).

Розглянуті методики дозволяють отримати математичну форму запису для самої ФАЛ. Критерієм вибору того чи іншого варіанту запису ФАЛ є найменша кількість значень функції, що дорівнюють одиниці для ДДНФ і нулю для ДКДФ.

Опис ФАЛ за допомогою послідовності десяткових чисел

Для скорочення запису ФАЛ іноді використовують її представлення у вигляді послідовності десяткових чисел. Формування функції у такому вигляді також базується на таблиці істинності, де десяткові цифри визначаються із рядків вхідних змінних із одиничним рівнем для ДДНФ і нульовим для ДКДФ. Необхідні десяткові цифри отримуються шляхом переходу від бінарної форми до десяткової.

За табл. 7.5.

$$Z(X1, X2)_1 = \sum(3); \quad Z(X1, X2)_0 = \prod(1, 2, 0). \quad (7.25)$$

Отримання ФАЛ із релейно-контакторних схем

Практична робота інженера-електрика досить часто торкається питань переходу від контактних схем автоматики до безконтактних. Сучасні системи керування побудовані на інтегральній мікросхемотехніці та мають досить багато переваг. Це, по-перше, низький рівень енергоспоживання, зменшені масо-габаритні показники, висока технологічність та швидкодія, покращенні ергономічні властивості, і, як наслідок, менші капітальні та експлуатаційні витрати. Виходячи з цього, на думку авторів, буде корисним кожному молодому спеціалісту володіти методом синтезу електронних автоматів із базових релейно-контакторних схем.

Для створення відповідних цифрових систем необхідно користуватись низкою правил:

- зазвичай у якості вхідних змінних у цьому методі використовуються керуючі контакти, а вихідних змінних – спрацювання котушок управління;
- запис вхідних змінних є прямою функцією, якщо контакт у схемі є нормально розімкненим і навпаки інверсним, якщо контакт нормально замкнений (див. рис. 7.23);



Рис. 7.23. До пояснення ідентифікації контактів керування.

- а) нормально розімкнений контакт;
б) нормально замкнений контакт

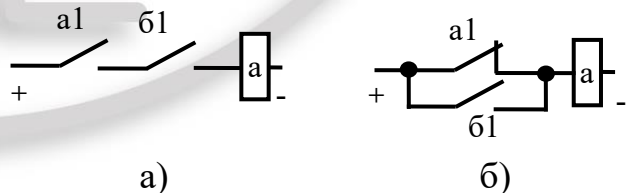


Рис. 7.24. До пояснення схеми з'єднання контактів керування.

- а) послідовно з'єднані;
б) паралельно з'єднані.

- для послідовно увімкнених контактів керування є справедливою логічна функція „І”, а для паралельно з’єднаних – функція „АБО” (див. рис. 7.24).

За наведеним прикладом рис. 7.24 можливо сформулювати ФАЛ у вигляді рівнянь:

$$а) - a = a1 \wedge b2;$$

$$б) - a = \bar{a}1 \vee b2.$$

Умови виробництва досить часто вимагають від промисловців мінімізувати кількість комплектуючих готової продукції з одного боку, та отримати оптимізовану кінцеву схему логічних автоматів задля зменшення собівартості, з іншого боку. Для досягнення поставленої мети пропонується скористатися теоремами булевої алгебри, що дозволяють виконувати перехід від логічного множення до логічного додавання, і навпаки (теорема Де-Моргана), а використання інших теорем та карт Карно стане у пригоді при оптимізації схем у цілому.

Приклад синтезу електропривода рис.7.25.

Принцип дії. Запуск асинхронного привода здійснюється натисканням кнопки „Вперед”. Результат дії замкнення кола, яке забезпечить живлення котушки магнітного пускача В. Його силові контакти приєднують статор асинхронного двигуна до мережі живлення, а увімкнення блок-контакту В схеми керування шунтує кнопку „Вперед”, яка конструктивно працює без фіксації положення. Повернення кнопки „Вперед” в попередній стан не розмикає коло пускача В через замкнений стан блок-контакта В. Для припинення роботи двигуна необхідно натиснути на кнопку „Стоп”. У цьому випадку загальний дріт живлення пускача В буде перервано. Наслідком цього стає декомутація схеми у головних і контрольних ланцюгах. Для реверсування привода процес керування аналогічний попередньому, але маніпулювати системою необхідно кнопкою „Назад”.

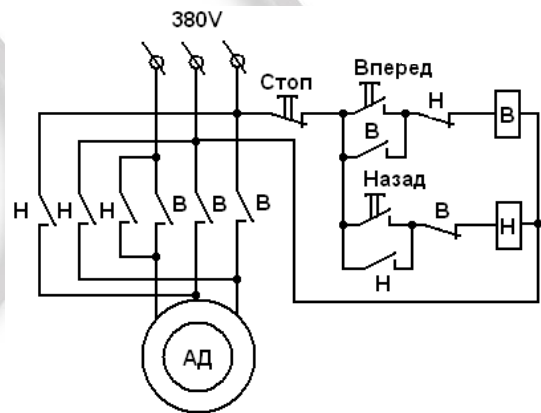


Рис. 7.25.Принципова схема реверсивного електропривода.

Крім головних операцій керування схема має захисні властивості. До неї слід віднести „захист від дурня”. Наявність послідовно увімкнених з котушками пускачів В і Н однойменно позначених блок-контактів не дозволяє оператору одночасно запустити двигун в обидва напрямки.

Синтез логічного аналогу. Користуючись правилами булевої алгебри і аналізу контакторних схем наводимо рівняння для котушок магнітних пускачів В та Н.

$$B = \overline{СТОП} \wedge (\overline{ВПЕРЕД} \vee V) \wedge \bar{H}; \quad H = \overline{СТОП} \wedge (\overline{НАЗАД} \vee H) \wedge \bar{B}. \quad (7.26)$$

З метою використання у майбутній схемі керування логічних елементів, що реалізують тільки двовхідну функцію „І-НІ”, отримані рівняння (7.26) перетворимо шляхом заміни логічних сум на логічні множення. Для цього скористаємось теоремою Де-Моргана:

$$B = \overline{СТОП} \wedge (\overline{ВПЕРЕД \wedge V}) \wedge \bar{H}; \quad H = \overline{СТОП} \wedge (\overline{НАЗАД \wedge H}) \wedge \bar{B}. \quad (7.27)$$

Виходячи із перетворених рівнянь (7.27) будемо логічну схему, де початково формуємо вхідні і вихідні змінні. Далі приступаємо до синтезу схеми керування рис. 7.26. В зображеній моделі магнітні пускачі В і Н показані у вигляді логічних світлових індикаторів. Для натуральної реалізації вихідних функцій потрібно додатково побудувати підсилювачі потужності або замість пускачів використати оптронні симетричні тиристори з автоматичним їх запиранням при знятті сигналу керування.

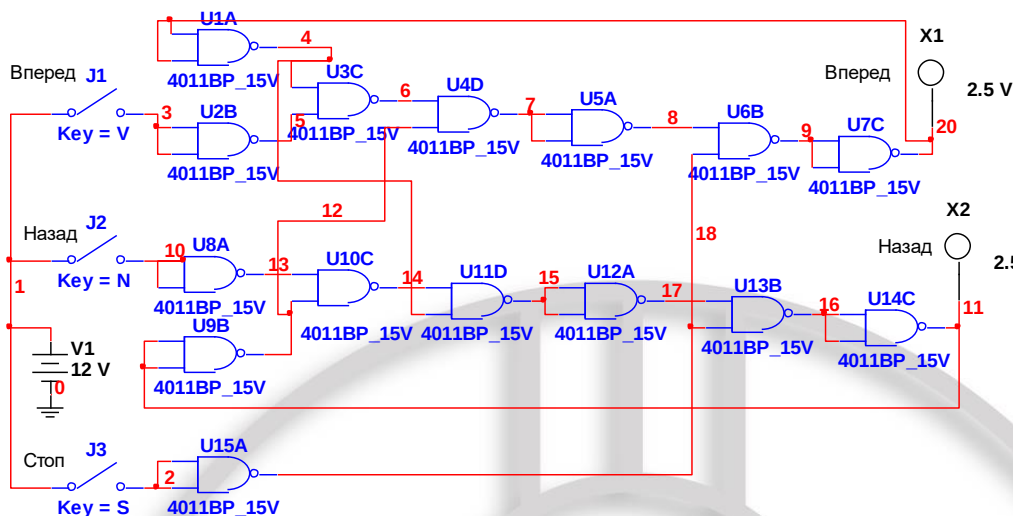
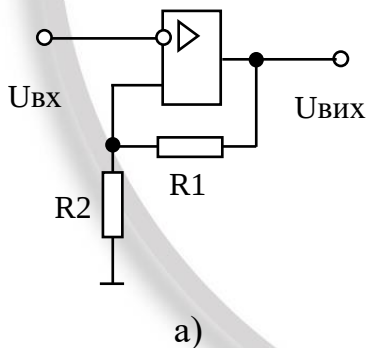


Рис. 7.26. Результуюча модель без-контактної схеми електропривода.

Цифрові елементи витримки часу

Тригер – пристрій, який спроможний формувати два стійких значення вихідного сигналу і стрибкоподібно змінює ці значення під дією зовнішнього керуючого сигналу. Здатність такого пристрою зберігати такий стан необмежено довго дозволяє його використовувати у якості елемента пам'яті.

Реалізація найпростішого тригера можлива за допомогою операційного підсилювача охопленого глибоким позитивним зворотнім зв'язком рис. 7.27,а.



$$U_{вх\ m-} = -\frac{U_{вих\ m} R_2}{R_1 + R_2};$$

$$U_{вх\ m+} = \frac{U_{вих\ m} R_2}{R_1 + R_2}$$

Рис. 7.27. Схемне рішення тригера на ОП

а) принципова схема;
б) напруги перемикання

Очевидно, якщо на його вході діє напруга у межах рис. 7.27,б, то вихідний сигнал компаратора незмінний і визначається тільки граничним попереднім значенням. У випадку перевищення граничних значень вхідної напруги відбувається стрибкоподібний перехід схеми із одного стабільного стану в інший.

У якості базових вузлів, на основі яких також може бути побудований тригер, – логічні елементи „І-НІ” і „АБО-НІ” рис. 7.28. Передатні характеристики для наведених схем, побудованих на логічних елементах, у цілому співпадають з характеристиками компаратора. До складу обох схем входять інформаційні входи x_0 , x_1 або їх іще називають „установка” S – Set та „скид” R – Reset, і вихідні y_0 , y_1 , де Q – сигнал пам'яті і $\bar{Q}$ – інверсія сигналу пам'яті.

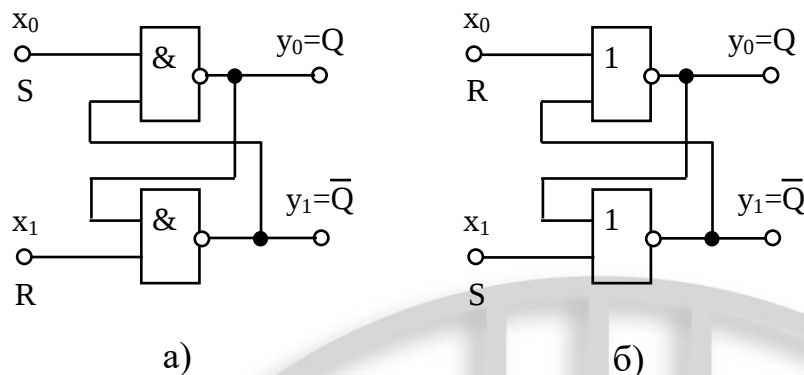


Рис. 7.28.Схемне рішення тригера

а) на елементі І-НІ;
б) на елементі АБО-НІ

При опису роботи тригерів побудованих на логічних елементах користуються поняттям активного сигналу. Для зміни стану вихідного сигналу тригера на вхід схеми рис. 7.28,а слід подати $x_0=0$, а на схему рис. 7.28,б $x_0=1$. У цьому випадку стан на виході відповідно дорівнює $y_0=1$, $y_1=0$. Таким чином, для схеми на елементах І-НІ активним є сигнал 0, а на АБО-НІ – 1.

Існуючі тригери найчастіше класифікують за типом інформаційних входів:

R – скид тригера ($Q=0$);

S – установка тригера ($Q=1$);

K – скид універсального тригера ($Q=0$);

J – установка універсального тригера ($Q=1$);

T – лічильний вхід тригера;

D – інформаційний вхід переключення тригера у відповідний сигнал на виході;

C – синхронізуючий вхід.

За моментом реакції на вхідний сигнал тригери ділять на *асинхронні* і *синхронні*. Для асинхронних тригерів є характерною зміна вихідних сигналів безпосередньо при появі вхідних інформаційних сигналів, що співпадає із принципом звичайних комбінаційних схем. На відміну від асинхронних, синхронні тригери перекидаються із одного стабільного стану в інший тільки в моменти наявності синхронізуючого сигналу на вході C.

За видом логічного сигналу на входах тригери діляться на статичні, які реагують на рівень сигналу, і динамічні, що спрацьовують на перепад сигналу.

Для опису роботи тригерів користуються тими ж принципами, що і для комбінаційних схем.

На практиці користуються наступними умовними графічними зображеннями RS-тригерів рис. 7.29.

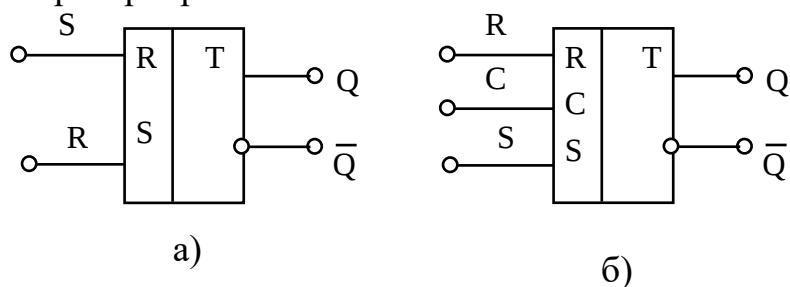


Рис. 7.29. Умовне графічне зображення

а) – RS – асинхронного тригера;

б) – RS – синхронного тригера

Надалі перейдемо до розгляду тригерів, які працюють за динамічним принципом. Тобто це ті тригери, які перекидаються із одного сталого стану в інший при зміні вхідного сигналу. До такого типу електронних елементів слід віднести *T-тригери*, які дуже часто називають лічильними. Зазвичай їх будують двоступеневими із використанням синхронних *RS-тригерів*. Умовне графічне зображення та структура *T-тригера* наведено на рис. 7.30.

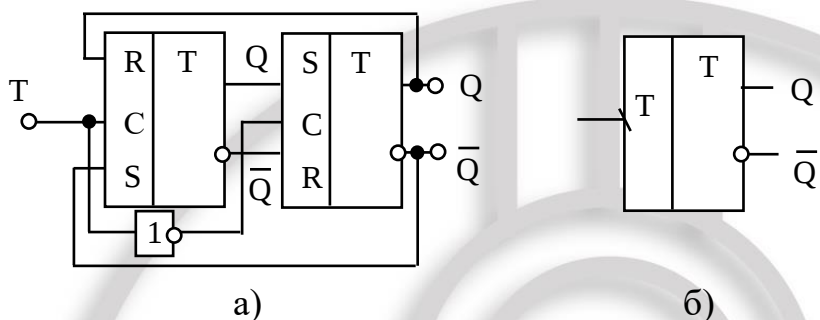


Рис. 7.30. *T-тригер*

а) – структурна схема;
б) – графічне зображення

Двоступенева структура побудови *T-тригерів* рис. 7.30 не містить протиріч щодо виконання двох функцій одразу (джерело інформації і приймач інформації). Це вирішено завдяки використанню двох послідовно увімкнених синхронних *RS-тригерів*, де перший ведучий, а другий ведений. Для усунення режимів автоколивань синхронізація роботи ведучого і веденого тригерів здійснюється інвертуючим логічним елементом. За міжнародною практикою двоступеневі тригери досить часто називають *MS-тригерами* (від англійського *master-slave* – головний та підлеглий). Слід зауважити, що двоступеневі структури тригерів можуть бути задіяні при побудові будь-яких типів тригерних структур.

JK-тригер, як вказувалося раніше, є найбільш універсальним тригером. Така його характеристика завдячує тому, що на базі цього типу тригерів можливо побудувати практично будь-які тригери, наведені вище. На відміну від *RS-тригерів* *JK-тригери* не мають заборонених логічних комбінацій вхідних сигналів. Це досягається за рахунок введення у схему тригера зворотних зв'язків. Умовне графічне зображення та структура *JK-тригерів* наведена на рис. 7.31.

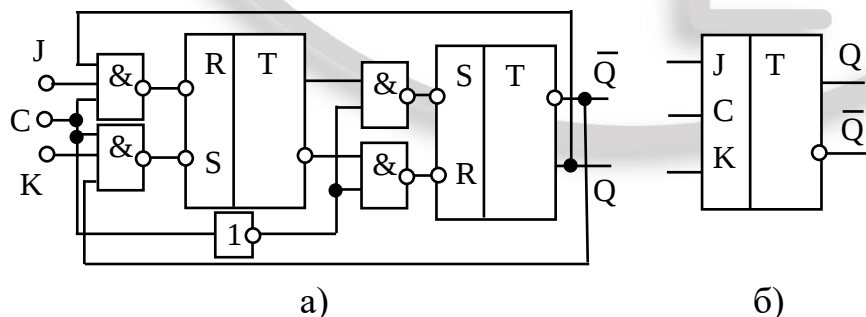


Рис. 7.31. *JK-тригер*

а) – структурна схема;
б) – графічне зображення

Для отримання *RS-тригера* схема рис. 7.31,б використовується без змін рис. 7.32,а. У випадку реалізації *D-тригера* входи *J* і *K* з'єднують через інвертор рис. 7.32,б. При цьому *D* і *J* входи співпадають. Отримати *T-тригер* можливо у разі запаралелювання входів *J* і *K*, а *T* і *JK* входи стають загальними рис.7.32 в.

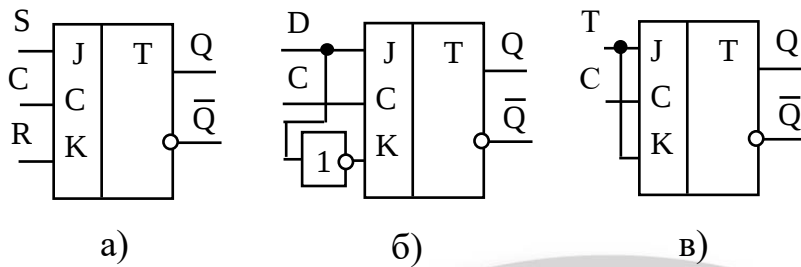


Рис. 7.32. Реалізація із
JK-тригерів

а) – RS-тригера;
б) – D-тригера;
в) – T-тригера.

Наведений опис синтезування із *JK-тригера* стосується тільки синхронних схем. Однак можливі модифікації для асинхронних версій перелічених тригерів.

Лічильник – послідовний пристрій, що призначений для рахування входних імпульсів та збереження результатів розрахунку у двійковому коді.

Зазвичай лічильники будують, як ланку із n -послідовно увімкнених *T-тригерів* і деякої комбінаційної схеми керування. Для них характерно виконання наступних мікрооперацій:

1. скидання у початковий стан;
2. запис та збереження входної інформації у паралельній або послідовній формі;
3. вивід інформації у паралельній або послідовній формі;
4. збільшення або зменшення парного слова (інкримент-декримент).

Лічильники характеризують за статичними та динамічними параметрами. Статичний параметр – *модуль рахунку M*, який вказує на максимальну кількість імпульсів на вході, що переводить лічильник у початковий стан після повного його заповнення. Динамічний параметр – *час установки t_k* лічильника, що відображає часовий інтервал між надходженням першого і останнього імпульсу при отриманні повного коду підрахунку.

Класифікують лічильники за ознаками:

- бінарні, де модуль рахунку цілий і дорівнює $M=2^n$, і бінарнокодовані, якщо модуль не є цілим;
- реалізуючи функції додавання, віднімання та реверсу, де відповідно лічильники здійснюють функції інкримент, декримент та комбіновані інкримент-декримент;
- за способом переносу наявної інформації – послідовні, паралельні та змішані.

Перш ніж перейти до пояснень конструкції та синтезу лічильників розглянемо системи числення, якими користуються на практиці. В обчислювальній техніці зазвичай застосовують бінарну та шістнадцяткову системи числень. Дані системи є такими, що називають позиційними. Це означає, що вага кожної цифри, яка зміщується в лівий розряд, збільшується. Крім цього для бінарної і шістнадцятирічної систем у кожному розряді оперують цифрами відповідно у інтервалах $0...1_B$ та $0...9, A, B, C, D, E, F_H$. Тобто при досягненні граничного значення із показаних інтервалів виконується перенос у старший розряд. На жаль, у повсякденному житті користуються десятковою позиційною системою числення складно. Тому користувачам таких електронних засобів легше оперувати десятковими числами. Таким чином, є потреба у формуванні технічного завдання

при побудові лічильників у десятковій формі, а не у бінарній або шістнадцятирічній, яка є зрозумілою для електронної апаратури. Отже зазначена проблема вирішується шляхом міжсистемних переходів, які розглянемо на прикладах:

- відповідності бінарної – десяткової систем

$$1100_B = 2^3 \cdot 1_B + 2^2 \cdot 1_B + 2^1 \cdot 0_B + 2^0 \cdot 0_B = 12_{\text{д}};$$

- відповідності шістнадцяткової – десяткової систем

$$001B_H = 16^3 \cdot 0_H + 16^2 \cdot 0_H + 16^1 \cdot 1_H + 16^0 \cdot B_H = 27_{\text{д}},$$

де відповідність чисел $A_H \rightarrow 10_{\text{д}}$, $B_H \rightarrow 11_{\text{д}}$, $C_H \rightarrow 12_{\text{д}}$, $D_H \rightarrow 13_{\text{д}}$, $E_H \rightarrow 14_{\text{д}}$, $F_H \rightarrow 15_{\text{д}}$;

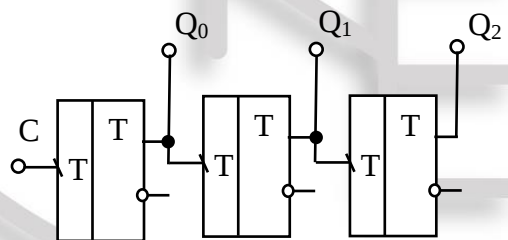
- переведення з бінарної системи у шістнадцяткову систему, як варіант можливо виконувати через проміжну десяткову.

Для визначення структури бінарного лічильника розглянемо послідовність двійкових чисел, які обмежимо трьома розрядами (000, 001, 010, 011, 100, 101, 111). Як згадувалось раніше, для побудови лічильників використовують *T-тригери*. Так, для трьохрозрядного лічильника необхідно задіяти три таких тригера з послідовним увімкненням і аналогічним переносом даних при заповненні попереднього розряду. Таблиця істинності, схемне рішення та часові діаграми роботи лічильника на *T-асинхронних тригерах* наведені на рис. 7.33.

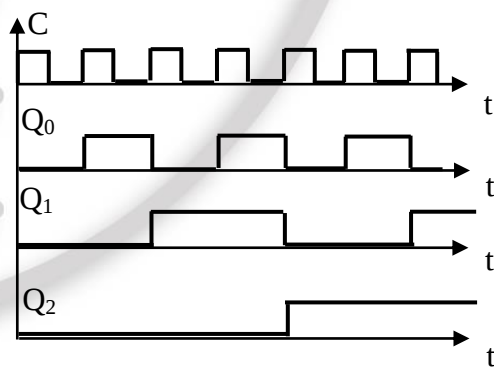
Виходячи із правил, що наведені вище, модуль такого лічильника становить **M=8**. Наведена таблиця істинності та часові діаграми рис. 7.33 свідчать, що команда інкремент кожного тригера здійснюється по зрізу сигналу синхронізації.

C	Q ₂	Q ₁	Q ₀
1	0	0	0
1	0	0	1
1	0	1	0
1	0	1	1
1	1	0	0
1	1	0	1
1	1	1	0
1	1	1	1

а)



б)



в)

Рис. 7.33 Інкрементний лічильник: а) – таблиця істинності;
б) – структурна схема;
в) – часові діаграми

З цього витікає, що для побудови лічильника додавання необхідно задіяти *T-асинхронні тригери* із динамічними інверсними входами.

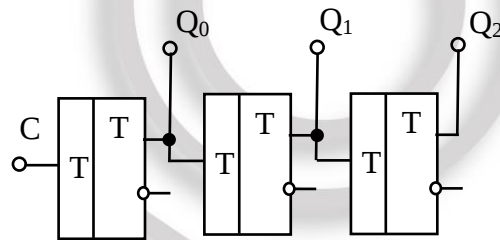
Якщо тригери оснащені прямими входами то лічильник, який побудований на цій основі, виконує функцію декримент (рис. 7.34).

Декриментний лічильник також можливо отримати і на асинхронному *T-тригері* з інверсним динамічним входом у разі створення міжрозрядних зв'язків не з прямого виходу попереднього, а з інверсного.

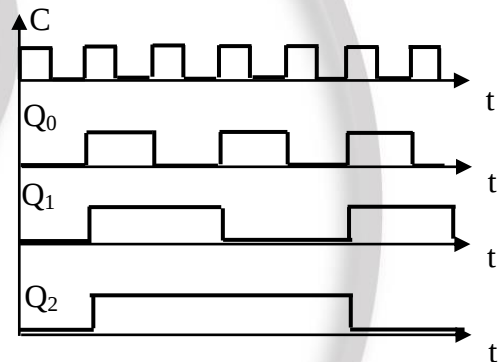
Таким чином, математична дія, яку реалізує лічильник, залежить від використання прямого або інверсного виходу тригерів. Тоді побудова реверсивних лічильників повинна містити деяку схему мультиплексування міжрозрядних зв'язків, яка у залежності від комбінації кодів на адресних лініях, збирає або інкриментну, або декриментну схеми.

C	Q ₂	Q ₁	Q ₀
1	1	1	1
1	1	1	0
1	1	0	1
1	1	0	0
1	0	1	1
1	0	1	0
1	0	0	1
1	0	0	0

а)



б)



в)

а) – таблиця істинності; б) – структурна схема; в) – часові діаграми

Рис. 7.34. Декриментний лічильник

Приклад синтезу таймера рис. 7.35.

Одним із методів керування швидкістю та моментом привідного двигуна змінного струму є корегування його механічної характеристики за допомогою додаткових опорів у колі ротора. Наявність резисторів у колі ротора призводить до нахилу механічної характеристики двигуна і таким чином здійснює зазначені вище функції. Однак для виведення двигуна на природну характеристику необхідно у процесі пуску вилучити із схеми ротора усі додаткові резистори. Зазвичай опори виводять із схеми шляхом їх шунтування у функції часу або струму або часу з корегуванням за струмом. Схема рис. 7.35,а є прикладом реалізації виводу додаткових опорів за допомогою реле витримки часу з електромагнітним демпфером.

Сучасні системи керування все частіше виконують як безконтактні. Тому проєктанти використовують схеми таймерів для формування інтервалів часу, як інструмент для шунтування пускових резисторів. В якості прикладу наведемо схему таймеру рис. 7.35,б, яка побудована на двійковому лічильнику 4520BD. У цілому схема

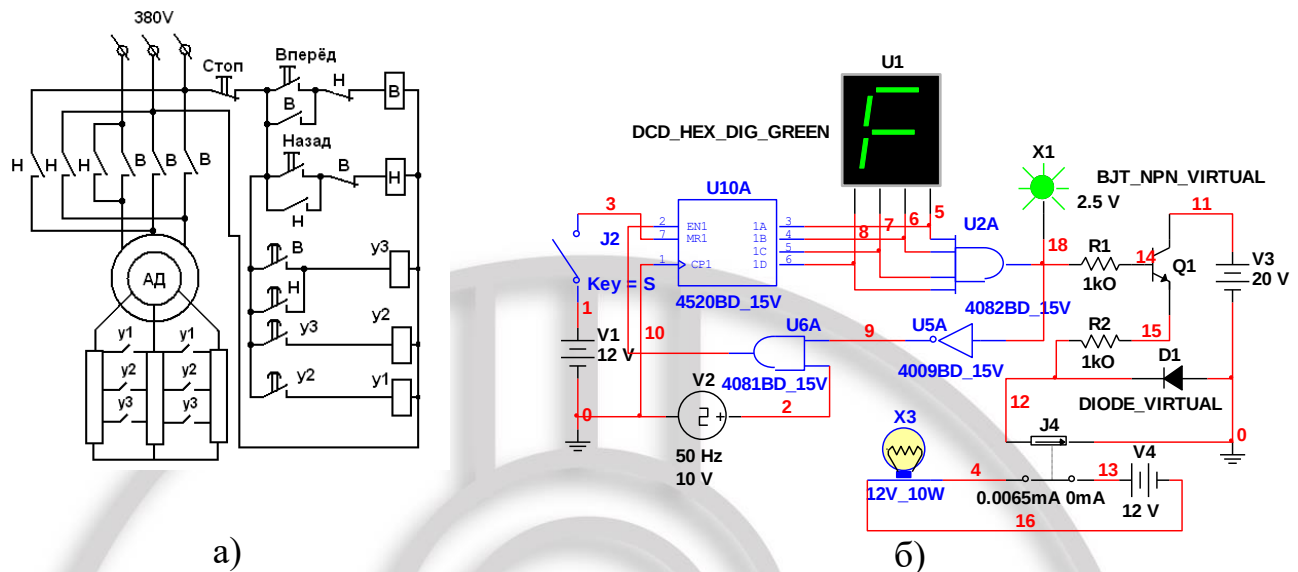


Рис. 7.35. Схема одноступеневого реле часу

таймера складається із декількох складових: лічильна частина – лічильник U10A, джерело живлення V1, кнопка J2 скиду лічильника у початковий стан та генератор V2 прямокутних сигналів; схема відповідності заданого коду – дешифратор U2A, що побудований на схемі 4І та схемі дозволу U5A і U6A проходження тактових імпульсів до лічильника, яка побудована на елементах НІ і 2І; схеми індикації відпрацьованого коду – складається із семисегментного знакосинтезуючого світлодіодного індикатора U1 із внутрішнім дешифратором, що перетворює двійковий код у шістнадцятковий; підсилювач потужності для керування магнітним пускачем шунтування пускових опорів. До його складу входить підсилювач постійного струму на біполярному транзисторі Q1 з обв'язкою. Підсилювач працює на активно-індуктивне навантаження (котушка реле J4), з чого витікає можливість виникнення проти ЕРС, яка може спровокувати пробій транзистора. Для захисту останнього, котушку реле J4 охоплюють зворотнім діодом D1.

Принцип роботи такого таймера полягає у наступному. При наявності на виході дешифратора U2A нульового сигналу інвертор U5A подає на вхід U6A сигнал одиниці. Відомо, що для схем І-НІ активний сигнал дорівнює 0, тож елемент U6A дасть дозвіл на проходження тактових імпульсів від генератора V2 до лічильника. Імпульси V2 на вході лічильника поступово заповнюють його. Одночасно заповнення відображаються на індикаторі U1. При збігу коду заповнення лічильника і коду налагодження дешифратора на виході U2A з'являється одиничний сигнал, який відкриває транзистор Q1, що вмикає реле J4, і встановлює на вході U6A нульовий сигнал заборони проходження імпульсів. Для повернення таймера у початковий стан слід увімкнути кнопку J2 після чого процес його роботи повторюється аналогічно попередньому опису.

7.4. Шахтні підйомні машини

Загальні відомості. Шахтний підйом – одна із головних стаціонарних установок, яка забезпечує безперервну і продуктивну роботу гірничого підприємства в цілому. Потужність електропривода такого обладнання може коливатись у межах від 200 до 5000 кВт і вище, а електроенергія, яка ним споживається становить приблизно 40% від усієї, яку витрачає шахта для видобутку мінеральної сировини.

Швидкість підйомних сосудів у стволі шахти досягає 15-20 м/сек (54-72 км/час), тобто є близькою до швидкості руху залізничного транспорту. Так як

швидкість розвивається на коротких відстанях, що дорівнюють довжині шахтного ствола, підйомні машини повинні мати надійні управління і гальмівні пристрої.

Класифікація підйомних установок. Загальними ознаками, за якими класифікують канатні підйомні установки, є такі:

За призначенням підйомної установки розподіляють:

а) головні або вантажні, які слугують для підйому корисних копалин шахт або переміщення розкривних порід кар'єрів;

б) допоміжні (людські та вантажно-людські), які призначаються для підйому і спуску людей, матеріалів та обладнання, а також для підйому із шахти супутніх гірничих порід;

в) тимчасові або прохідницькі, які використовуються тільки на період будівництва шахтного ствола, а у ряді випадків і для проходки основних виробок біля стоволового двору.

За розташуванням відносно земної поверхні. За цією ознакою виділяють такі типи підйомних установок:

а) підземні, що розташовані біля шахтних стволів;

б) відкриті, що розташовані, як правило, на неробочих бортах кар'єрів.

За кутом нахилу траси підйомника розподіляють на два основних типи:

а) вертикальні, які мають переважне використання при підземній розробці родовищ і розміщуються у вертикальних шахтних стволах;

б) нахилені, що розташовані на бортах кар'єрів або у нахилених шахтних стволах.

Серед нахилених підйомних установок окремо виділяють крутонахилені з кутом нахилу траси 60° і більше, а також пологі, кут нахилу траси яких не перевищує 25° .

За типом підйомного сосуду. Ця ознака у більшій ступені визначає характер взаємодії канатного підйому з іншими ланками транспортного комплексу гірничого підприємства, а також вид навантажувально-розвантажувальних операцій на стиках транспортних ланок. За цією ознакою розрізняють три типу підйомних установок:

а) клітьові; б) скіпові; в) баддеві.

При клітьовому підйомі вантажні операції полягають у простому обміні навантажених і порожніх транспортних сосудів (вагонеток, автосамоскидів) на перевантажувальних пунктах.

При скіповому підйомі перевантаження гірничих мас із засобів привибійного транспорту в скіпи виконуються, як правило, через бункери, аналогічно як і розвантаження скипів на поверхні. Використання перевантажувальних бункерів достатньо великої місткості забезпечує відносну незалежність роботи канатного підйому у взаємодії з іншими ланками транспортного комплексу. Проте при цьому має місце збільшення загальної висоти підйому, а також необхідні додаткові капітальні витрати, що пов'язані з спорудженням бункерів.

Баддеві як підйомні сосуди використовуються виключно на прохідницьких

підйомних установках при будівництві шахтних стволів.

За кількістю підйомних **сосудів**, які приводяться у рух однією підйомною машиною. За цією ознакою підйомні установки можуть підрозділятися на три типи:

а) двососудні, які передбачають приведення у рух одночасно двох **сосудів** однією підйомною машиною (навантажений **сосуд** підіймається, а порожній у той же час опускається) (рис. 7.36,а);

б) однососудні без противаги, коли підйомна машина приводить у рух одну гілку канату з приєднаним до нього підйомним **сосудом** (рис. 7.36,б);

в) однососудні з противагою, у яких до кінця одної із двох гілок канатів замість **сосуду** підвішується противага (рис. 7.36,в).

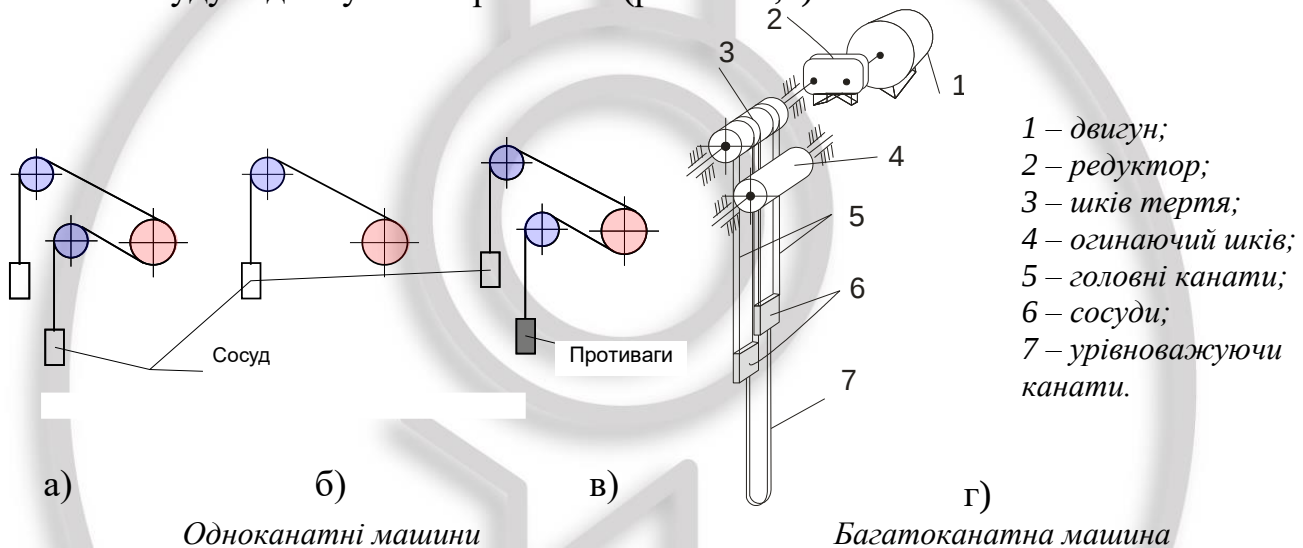


Рис. 7.36. Типові кінематичні схеми

За типом **канатно ведучого органу** – способи передачі рушійного зусилля канату підйомної установки підрозділяються на два класи:

а) барабанні, для яких характерний жорсткий зв'язок між канатом і намотувальним органом (барабаном), а рух канату здійснюється шляхом його змотування на поверхню барабану або скиду з відповідної поверхні;

б) із шківом тертя, коли канат огинає канатно ведучий орган і не зв'язаний з ним жорстко, а рух здійснюється за допомогою сил тертя між поверхнею шківів та поверхнею прижатого до шківів канату (рис. 7.36,г).

У залежності від форми намотувальної поверхні барабани можуть бути постійного радіусу змотування (циліндричні барабани) та змінного радіусу (подвійні конічні і біциліндроконічні). У свою чергу, шків тертя розподіляються на одноканатні та багатоканатні.

В останньому випадку підйомний **сосуд** підвішується до комплексу із декількох канатів, які приводяться до руху одним багатоканатним шківом тертя (рис. 7.36,г).

За ступенем завантаженості головних канатів дією кінцевого зусилля виділяють три типи підйомних установок:

а) одноканатні з завантаженим головним канатом, коли кінцевий вантаж у вигляді навантаженого підйомного сосуда повністю впливає на головний канат і визначає його основну долю тягового зусилля (рис. 7.37,а);

б) одноканатні з частково розвантаженим головним канатом (рис. 7.37,б,в), коли у окремому випадку за допомогою зрівняльного вантажу (противаги) 6 через систему урівняльних шківів і блоку, а також урівняльних канатів 7 головний канат розвантажується від тягового зусилля приблизно на 40% від власної ваги підйомного сосуда;

в) багатоканатні з кінцевим навантаженням, що дорівнює розподіленому між окремими гілками комплекту канатів, і забезпечується за рахунок відповідних зрівнювальних елементів у прищепному пристрої (рис. 7.36,г).

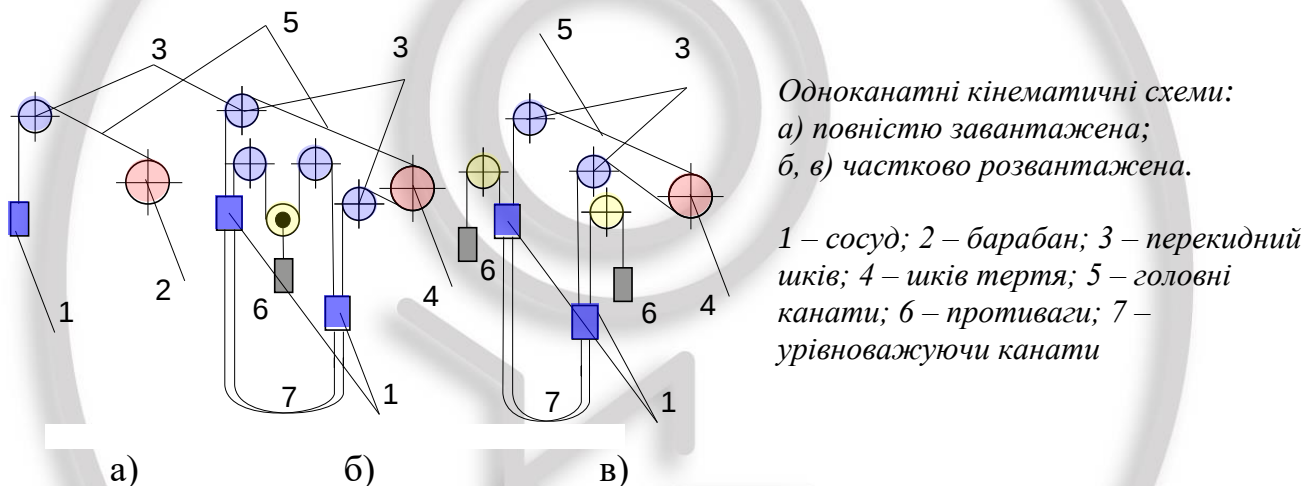


Рис. 7.37. До ілюстрації завантаження головних канатів кінцевим зусиллям

За ступеню урівноваженості на валу підйомної машини навантаженням, обумовленим масою елементів підйомної системи. За цією ознакою розрізняють підйомні установки трьох типів:

а) статично неурівноважені, або просто неурівноважені, коли на валу підйомної машини виникає додаткове навантаження, обумовлене неурівноваженими силами власної ваги гілок головних канатів, що піднімаються та опускаються;

б) статично урівноважені, в яких указане вище додаткове навантаження знімається за рахунок використання хвостового канату, який приєднано до днища підйомних посудів, або за допомогою використання намотувальних органів (барабанів) змінного радіусу;

в) динамічно урівноважені, в яких крутний момент, що реалізує привод на валу підйомної машини, залишається постійним на будь-якому етапі підйому.

Спосіб динамічного урівноважування вперше був запропонований академіком М.М. Федоровим. Суть методу – використання при розробці

теоретичних основ гармонійного підйому. Тобто, у двососудному підйомі використовується так званий важкий хвостовий канат, лінійна маса якого суттєво вище, ніж маса головного тягового. За наявності такого хвостового канату і у випадку відповідно підібраного синусоїдального закону зміни швидкості за цикл підйому можливо забезпечити постійність розрахункового тягового зусилля на поверхні намотувального органу, який триває протягом усього підйому вантажу із шахти на поверхню.

Режими роботи та вимоги, які висуваються до електропривода

Відомо, що ШПУ характеризується циклічністю роботи. Тобто зміною циклів, які вміщують режими – розгону t_1 ; рівномірного руху t_2 ; уповільнення до повної зупинки t_3 та паузи t_n (рис. 7.38). Зазвичай ця трициклова діаграма швидкості використовується для клітьових підйомів з одноповерховою неперекидною кліттю і хитними прийомними майданчиками.

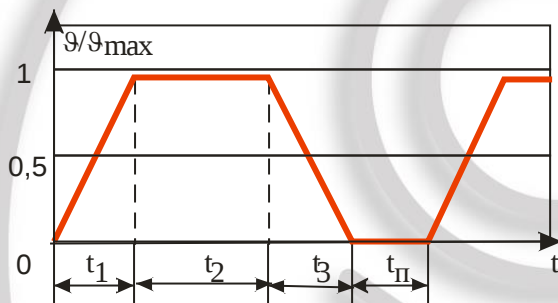


Рис. 7.38. Трициклова діаграма швидкості

Експлуатаційників стаціонарних установок такого типу переважно цікавлять наступні технічні характеристики: продуктивність виконання технологічного завдання, ефективність та енергоощадність, початкові капітальні витрати підйомної установки, зокрема системи керування. Забезпечити задану продуктивність ШПУ, можна за умови, якщо кожний цикл буде укладатися у наперед заданий час. Для цього необхідно витримувати розрахункове значення прискорень на ділянках розгону і уповільнення, ділянки гальмування, максимальної швидкості сталого руху та тривалості паузи, тобто відпрацювання прийнятої діаграми швидкості. При цьому забезпечення заданої якості перехідних процесів може сприяти підвищенню енергетики системи в цілому. Очікуваний економічний ефект, який може бути отриманий за рахунок сучасної енергоефективної системи керування, може компенсувати надлишкові початкові капітальні витрати.

Більш складні діаграми швидкості використовують для вантажних перекидних клітьових та скіпових підйомів. Це пояснюється необхідністю зменшення швидкості судів у розвантажувальних кривих (напрямних). Тому у залежності від призначення і висоти підйому, виду і вантажопідйомності судів, кількості горизонтів та відстані між ними використовують діаграми швидкості п'яти, шести та семи циклів (рис. 7.39).

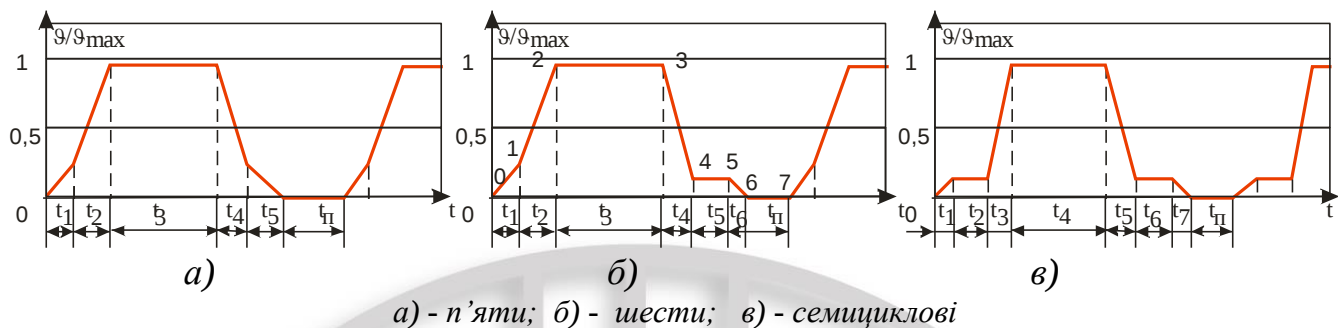


Рис. 7.39. Діаграми швидкості скіпового підйому

Розглянемо роботу скіпового підйому по шестицикловій тахограмі швидкості (рис. 7.39,б). Прийнята до аналізу залежність може бути прокоментована за наступними інтервалами:

Ділянка (0-1) руху сосуду по розвантажувальним кривим, де швидкість скіпа лімітується межами 1,5 м/с, а кліті 2,5 м/с;

Ділянка (1-2) розгін із підвищеною інтенсивністю і обмеженням прискорення на рівні 1,2 м/с²;

Ділянка (2-3) сталий рух із максимальною швидкістю, але не більше ніж 20 м/с;

Ділянка (3-4) уповільнення до швидкості входження у розвантажувальні криві (до 3 м/с);

Ділянка (4-5) швидкість дотягування у розвантажувальних кривих ($V=0,6 \dots 0,3$ м/с);

Ділянка (5-6) зупинка до повного стопоріння;

Ділянка (6-7) пауза.

Щодо тривалості паузи, існують стандартно обґрунтовані інтервали часу. Так, завантаження людей у одноповерхову кліть вимагає однієї секунди на чоловіка плюс 10 секунд технологічної затримки, а у випадку двохповерхової кліті, додатковий час складає 25 секунд. Вантажний підйом також передбачає технологічну затримку скіпа після кожного циклу роботи. Для простоти визначення тривалості такої паузи її ув'язують із вантажопідйомністю скіпа. А отже – час пауз у залежності від вантажопідйомності становить: 6 тон – 8 с.; 9 тон – 10 с.; 12 тон – 12 с.; 15 тон – 15 с.; 20 тон – 30 с.

Робота електропривода підйомної машини зазвичай характеризується навантажувальними діаграмами, вигляд яких залежить від конструкції кінематичної схеми. Приклади діаграм розглянутих варіантів кінематики зображено на рис. 7.40. На ньому показані рушійні зусилля електропривода ШПУ на ободі барабана (шків тертя) урівноваженої двохковшової підйомної машини з

перекидними скіпами рис. 7.40,а), статично неурівноваженої обладнаної перекидними клітьми або скіпами рис. 7.40,б) та одноклітьової без противаги рис. 7.40,в).

Із наведених діаграм зусиль витікає, що установки з неперекидними сосудами мають у період пуску менше зусилля на валу двигуна у порівнянні з перекидними. Це пояснюється тим, що при перекиді підйомного сосуду частина його ваги приходить на розвантажувальні криві, і це створює ще більшу неурівноваженість системи, яка зростає у кінці дотягування при розвантаженні. Тому у момент перекидання необхідно створення значного гальмівного моменту.

У процесі роботи скіпа його вага змінюється у широких межах (від порожнього до завантаженого повністю), що призводить до зміни прискорення підйому, і, як наслідок, впливає на продуктивність. Тому підйом повинен забезпечувати різноманітне значення моменту.

Максимальна швидкість підйому сосудів традиційно визначається за виразом

$$V_{\max} = (0,4...0,5)\sqrt{H}, \text{ (м/с)}, \quad (7.28)$$

де $V_{\max}$ – максимальна швидкість руху (м/с), H – висота ствола (м). У разі отримання результату розрахунку швидкості більше ніж 20 м/с її кінцеве значення все одно приймається рівня 20 м/с. Це обумовлено забезпеченням надійності та безпечності роботи стаціонарної установки у цілому.

Підтримка високої продуктивності також може бути забезпечена високою жорсткістю механічної характеристики. Для її реалізації електропривод ШПУ повинен бути оснащений або синхронним двигуном (має абсолютно жорстку механічну характеристику), або асинхронним із спеціальною системою керування.

Ударне зростання зусилля при значній швидкодії системи може призвести до руйнування канатів та усіх механічних елементів стаціонарної установки, а необмежене прискорення розгону або гальмування – до негативного впливу на фізіологічний стан людей. Скоротити їх наслідки – значить зменшити динаміку системи. Найбільш ефективний спосіб її зниження – це плавна зміна моменту, наприклад завдяки обмеженню прискорення або ривка (рис. 7.41). Крім того електропривод ШПУ повинен задовольняти вимогам якомога більшого ККД у режимі регулювання швидкості і мінімального електроспоживання в період паузи, а також найменшої ваги і вартості.

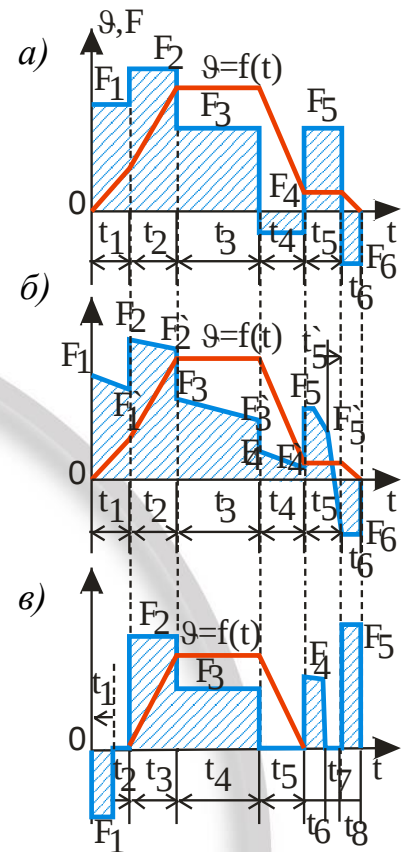


Рис. 7.40. Діаграми навантажувальних зусиль

Вимоги до електропривода. Огляд технології роботи ШПУ надає можливість сформулювати вимоги до електропривода:

1. Здатність відпрацьовувати 3, 5, 6, 7 циклові тахограми швидкості;
2. Здатність забезпечувати обмеження швидкості за відповідними режимами:
 - Рух скіпа по розвантажувальним кривим - 1,5 м/с, клітьового - 2,5 м/с;
 - Розгін/гальмування 3 м/с;
 - Максимальна швидкість 20 м/с;
 - Тривалість паузи для людського підйому до 25 с., вантажного до 30 с.;
3. Здатність забезпечувати різний рівень моменту за різної завантаженості скіпа;
4. Висока жорсткість механічної характеристики;
5. Зниження динамічних навантажень у перехідних режимах;
6. Високий ККД у режимі регулювання швидкості і мінімум витрат у період пауз;
7. Низькі вартість системи і її масо-габаритних показників.

Варіанти систем електропривода ШПУ

Сформульованим вимогам до електроприводу ШПУ задовольняють два типи двигунів. Це привод АД з фазним ротором (ФР) та двигуни постійного струму (ДПС) з незалежним збудженням.

Найбільш простий спосіб управління АД з ФР – це реостатний метод регулювання активного опору у роторному колі. Ілюстрація ступеневого способу управління наведена на (рис. 7.42).

При ручному керуванні відпрацювання такої діаграми швидкості машиніст-оператор повинен чітко відстежувати інтервали часу переключень. Очевидно, що вручну управляти такою системою досить складно. Для підвищення продуктивності ШПУ на 10...15% слід забезпечити систему автоматикою з переключенням щаблів додаткового опору ротору у функції часу, струму або

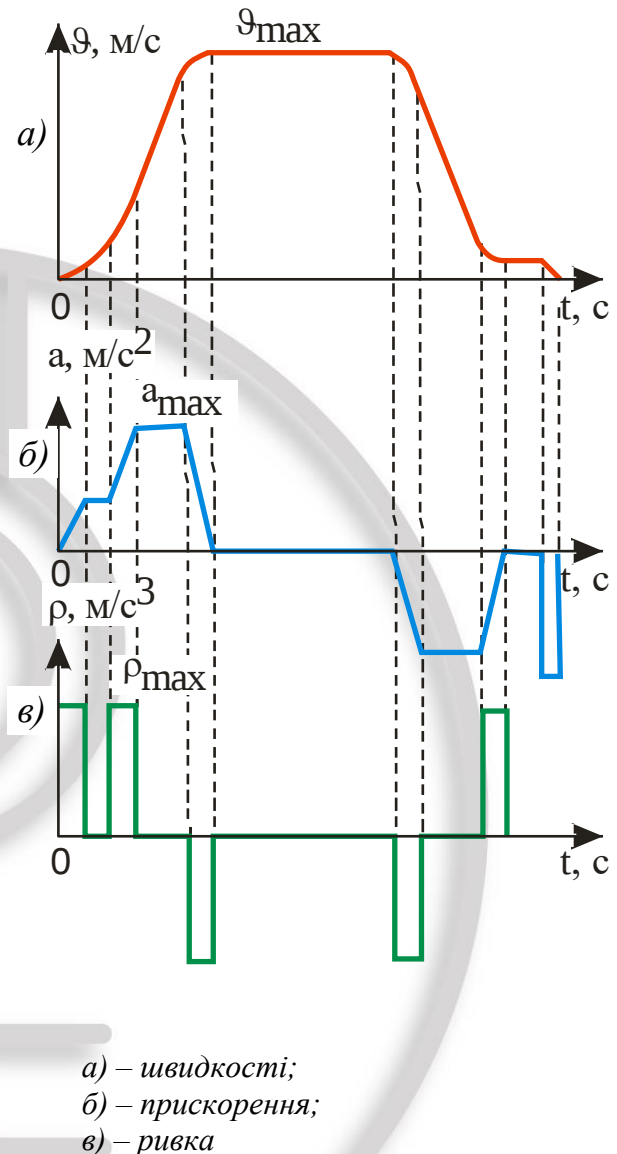
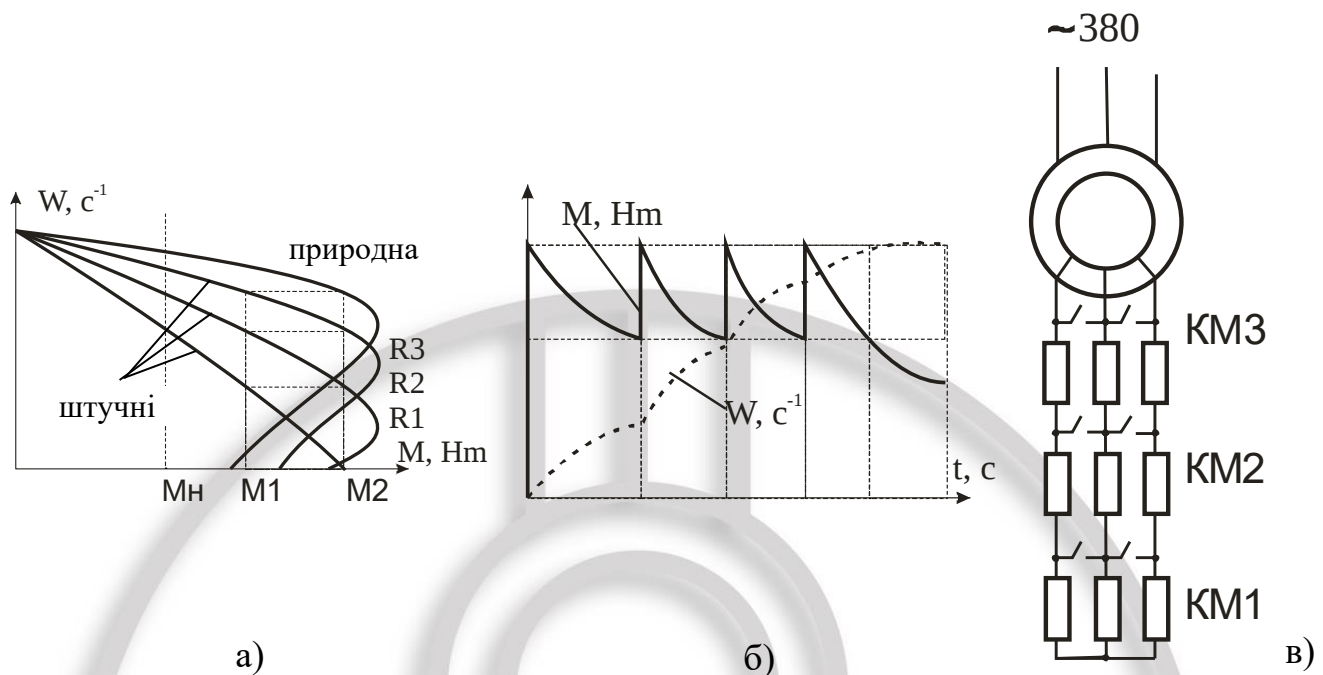


Рис. 7.41. Діаграми до ілюстрації динаміки ШПУ

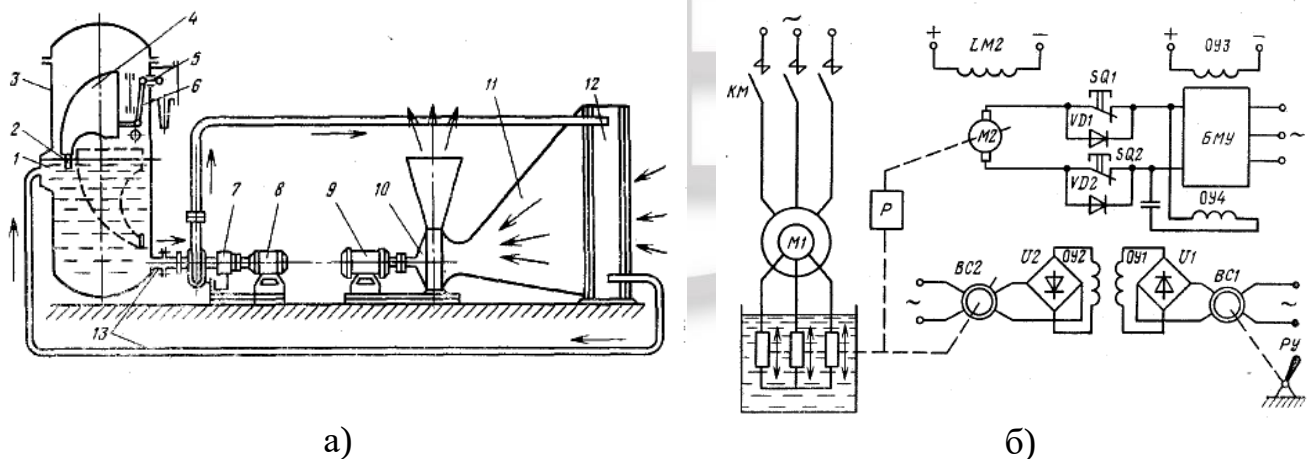


а) – механічні характеристики; б) – механічні перехідні процеси; в) – схема електрична

Рис. 7.42. Реостатний метод регулювання швидкості ШПУ

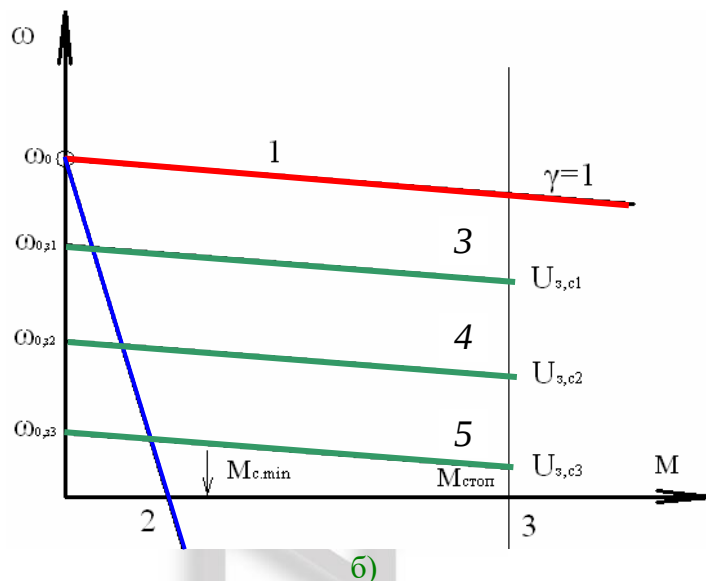
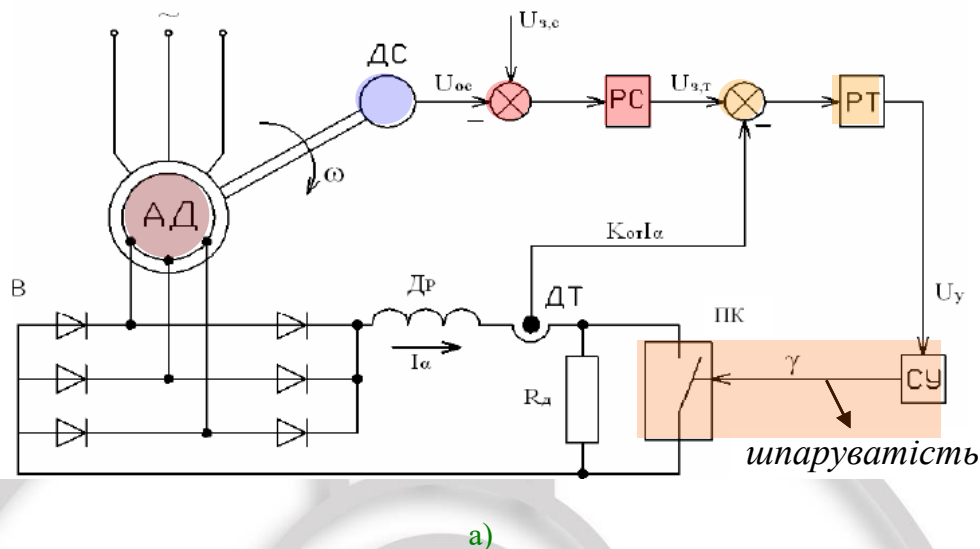
комбінованим чином.

Відомо, що ступеневий метод переключення реостатів ротора не забезпечує прийнятної плавності управління. Як наслідок, збільшуються динамічні удари при переключеннях, що підвищує зношування механіки ШПУ. Тому плавність управління забезпечують більшою кількістю щаблів (до 12), використанням рідинних резисторів (рис. 7.43) або імпульсним управлінням перемиканням ключа регулювання додаткового опору ротора (рис. 7.44).



а) – конструкція рідинного опору та його система охолодження;
б) – функціонально-електрична схема керування швидкістю

Рис. 7.43. Рідинний метод регулювання реостату ШПУ



а) – схема електрична; б) – механічні характеристики, де 1,2 – розімкнена, 3,4,5 -замкнена

Рис. 7.44. Широтно-імпульсний метод регулювання реостату ШПУ

Конструктивно рідинний реостат (рис. 7.43,а) складається з:

1 – електроліту; 2, 4 ножів управління опором; 3 – баку для електроліту; 5, 6 – системи повороту ножів; 7, 8 – насосу перекачки електроліту; 9, 10 – вентилятора охолодження; 11, 12 – радіатора охолодження електроліту.

Система управління швидкістю (рис. 7.43,б) при цьому вміщує:

М1 – двигун; **М2** – давач контролю дійсної швидкості системи; **Р** – редуктор із великим передатнім числом; **ВС1, ВС2** – селсини управління та контролю зворотного зв'язку; **БМУ** – блок магнітних підсилювачів; **SQ1, SQ2** – кінцеві вимикачі; **VD1, VD2** – діодні розв'язки; **LM2** – обмотка збудження **М2**; **РУ** – командоапарат. А також потрібно зауважити, що **БМУ** містить обмотки управління: **ОУ1** – завдання на рух ножів зміни опору; **ОУ2** – зворотного зв'язку;

ОУ3 – зміщення регулювання чуйності і **ОУ4** – частотної корекції. Принцип роботи цієї автоматичної системи має таку послідовність. Результатом переміщення рукоятки сельсинного командоапарату **РУ** стає поява напруги керування на обмотці управління **ОУ1**, яка направлена на зменшення додаткового опору ротора двигуна. При цьому **БМУ** розбалансується і подає живлення на двигун **М2**, наслідком чого стає виїмка ножів рідинного опору із електроліту, а сельсин-давач збільшує напругу зворотного зв'язку, дія якого починає компенсувати керуючий вплив. За рівноваги роботи керування та зворотного зв'язку рух ножів із рідини припиняється, що супроводжується вибором потрібної механічної характеристики, яка збалансовує електромеханічну установку в цілому. Систему управління рухом ножів додатково оснащено частотною компенсацією коливальності за допомогою обмотки **ОУ4 БМУ** та ємності **С**, а також обмежувачами перепідйому та переопускання **SQ1** та **SQ2** ножів рідинного опору за межі допустимого. Оператору доступна зміна напрямку руху ножів опору у випадку позамежного їх виходу завдяки діодним розв'язкам, що приєднані паралельно до кінцевих перемикачів **SQ1** та **SQ2**. Їх наявність дозволяє здійснити рух виконуючих пристроїв тільки у тому напрямі, який не суперечить поточному стану електричної схеми вмикання.

Суть імпульсного методу управління полягає у періодичному шунтуванні розрядного опору ротора, завдяки чому стається зміна його величини у межах $0 \dots R_d \text{ Ом}$. Регулювання здійснюється за допомогою генератора прямокутних імпульсів із змінною шпаруватістю. Конструкція такої системи управління (рис. 7.44) відповідно складається з: **АД** – двигуна; **ДС** – давача швидкості; **РС** – регулятора швидкості; **РТ** – регулятора струму; **Дт** – давача струму; **В** – некерованого випрямляча; **Др** – дроселя; **ПК** – транзисторного ключа; **СУ** – системи управління.

Наявність у роторному колі некерованого випрямляча створює умови для протікання струму в одному напрямку. Така обставина дає можливість використання транзисторного ключа **ПК** провідності одного напрямку, для захисту якого від швидко-зростаючого струму послідовно увімкнено індуктивність **Др**. Керування додатковим резистором ротора здійснюється системою імпульсно-фазового управління, на вхід якої подається сигнал неузгодженості з регулятора струму, призначення якого в обмежені струму ротора на допустимому рівні незалежно від навантаження електричної машини. Зовнішній контур виконує функцію порівняння завдання на швидкість із поточним рівнем зворотного зв'язку вимірюваним давачем **ДС**. Тобто кінцева мета системи – стабілізація швидкості двигуна за умови обмеження струму ротора на допустимому рівні.

Рис. 7.44,б демонструє два незалежних режими. За відсутності автоматичної системи (тобто подачі керуючого сигналу безпосередньо на вхід системи управління **СУ**) отримувані механічні характеристики мають вигляд як у випадку звичайної зміни рівня додаткового опору в роторному колі асинхронної машини (характеристики 1 та 2 рис. 7.44,б). Тобто забезпечується звичайний нахил

характеристики. Проте при введенні у систему зворотного зв'язку за швидкістю є можливість отримання ряду штучних механічних характеристик, які за своїм характером дуже схожі на регулювання двигуна постійного струму методом плавної зміни швидкості при варіюванні напруги на якорному колі і при стабілізованій напруги на обмотці збудження (характеристики 1, 3, 4 5 рис. 7.44,б). Але наявність додаткових енергетичних витрат на зовнішньому опорі не стало стимулом для поширеного впровадження такого методу у промисловість.

Більш досконалою системою у цьому відношенні є система асинхронного вентильного каскаду (АВК) (рис.7.45). Її конструкція складається з:

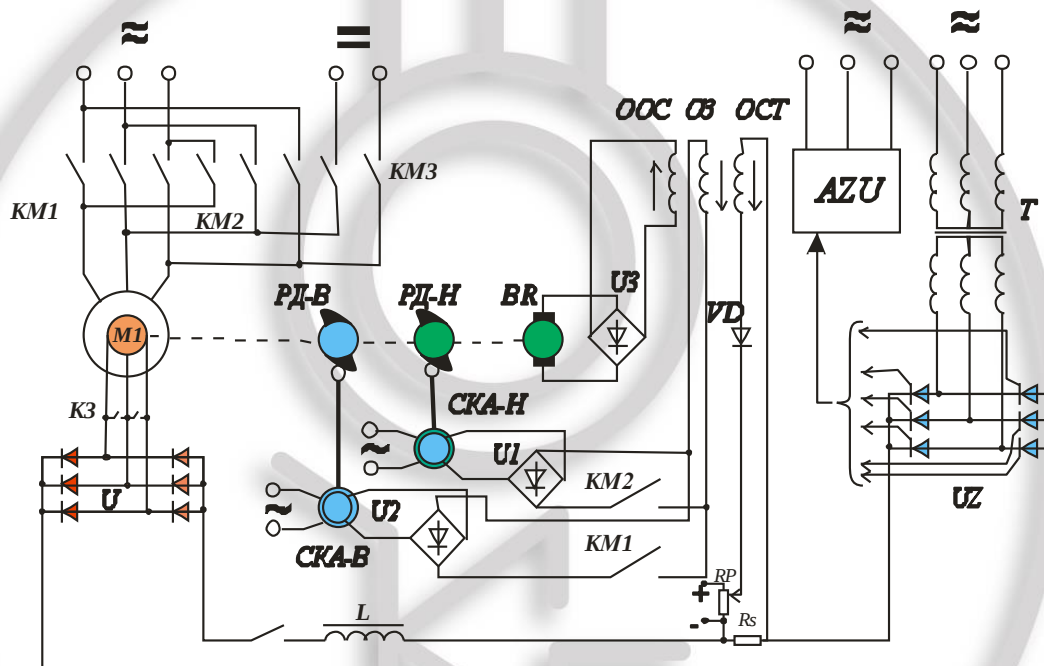


Рис. 7.45. Система регулювання швидкості АВК ШПУ

КЗ – короткозамикача; **ПМ** – двигуна; **РД-В, РД-Н** – ретардуючих дисків (вверх/низ); **ВР** – давача швидкості; **СКА-В, СКА-Н** – сельсинів давачів; **АУЗ** – магнітного підсилювача і СІФУ; **РП** – нелінійного зворотного зв'язку за струмом; **УЗ** – інвертора, а до складу магнітного підсилювача входять обмотки управління: **ООС** – зворотного зв'язку за швидкістю; **ОЗ** – завдання на пуск; **ОСТ** – зворотного зв'язку за струмом.

Сутність методу полягає у компенсації струму ротора шляхом прикладення зустрічного ЕРС від окремого джерела живлення. У даному випадку цю роль виконує регульований перетворювач **У2**, сигнали управління якого подаються з СІФК побудованого на базі магнітного підсилювача **АУЗ**. Фактичне відпрацювання завдання на швидкість здійснюється за заданою тахограмою блоками ретардуючих дисків (**Р-ДВ, Р-ДН**) та сельсин давачів (**СКА-В, СКА-Н**). Стабілізація швидкості виконується за даними давача швидкості **ВР**.

Суттєвою перевагою АВК порівняно з реостатним методом є те, що АВК система дозволяє енергію роторного кола у режимах регулювання швидкості частково повертати до мережі живлення.

Енергетична неефективність попередніх методів управління приводом ШПУ сприяла розвитку частотного способу керування. Як приклад, може бути продемонстрована система перетворення рис. 7.46 частоти із безпосереднім

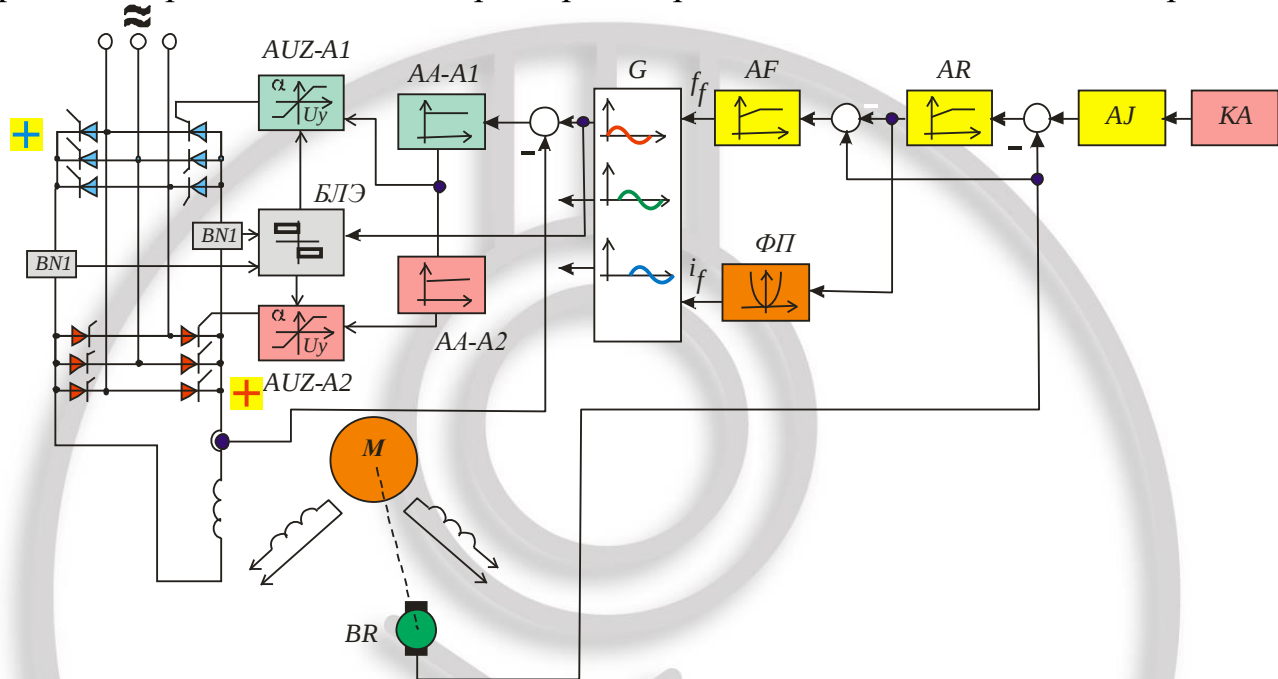


Рис. 7.46. Частотний метод регулювання швидкості ШПУ

зв'язком із електричною мережею (ПЧН). Конструкція цієї системи складається із: **М** – двигуна; **КА** – комадоапарату; **БР** – давача швидкості; **АР** – регулятора швидкості; **АЖ** – задатчика інтенсивності; **АФ** – регулятора частоти; **АА-А1,2** – підсилювачів; **AUZ - А1,2** – СІФУ; **U21, U22** – мостових перетворювачів; **BN1,2** – нуль органи; **БЛЗ** – блоку логічного захисту; **Г** – генератора регульованої частоти. До її переваг слід віднести простоту і надійність, високі регульовальні властивості і жорсткість механічної характеристики.

Принцип її роботи базується на фундаментальному рівнянні (скалярне керування) швидкості $w_0 = 2\pi f/p$, де f – частота питомої мережі, p – число пар полюсів.

Регулювання частоти статора призводить до зниження магнітного потоку і моменту

$$\Phi = \left[\frac{U}{\alpha} - jI_1 X_1 - \frac{I_1 R_1}{\alpha} \right] / (c_1 f_1); M = \frac{m_1 c_1^2 f_1^2 \Phi_2 R_2}{w_0 \left[R_2^2 / \beta + X_2^2 \beta \right]}, \quad (7.29)$$

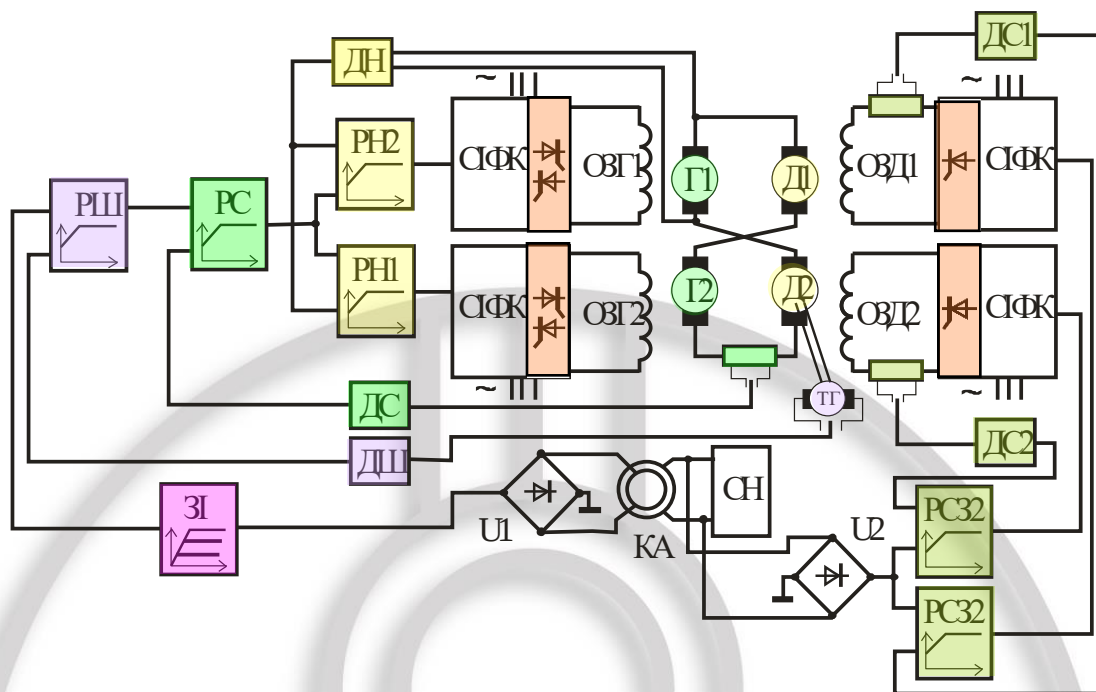
де $c_1 = 4,44k_1w_1$ – конструктивна постійна; R_1, X_1 – активний і реактивний опір статора, $\alpha = f_1 / f_{1ном}$ – відносна частота; m_1 – число фаз обмотки статора; R_2', X_2' – приведений до кола статору опір обмотки ротора. Виходячи з запропонованих виразів витікає, що для правильного регулювання необхідна підтримка постійності відношення $U / f_1 = const$. Суттєвим недоліком систем такого типу є регулювання частоти ПЧН у межах 0...25 Гц, що вимагає вибір двигуна приводу із двохкратним запасом потужності і швидкості обертання.

Велика потужність приводу ДПТ ШПУ довгий час стримувала залучення статичних перетворювачів. Їх неспроможність витримувати значні струми та напруги не дозволяла будувати перетворювачі необхідних технічних вимог. Тому для керування головним приводом ШПУ використовували системи типу генератор - двигун (Г-Д).

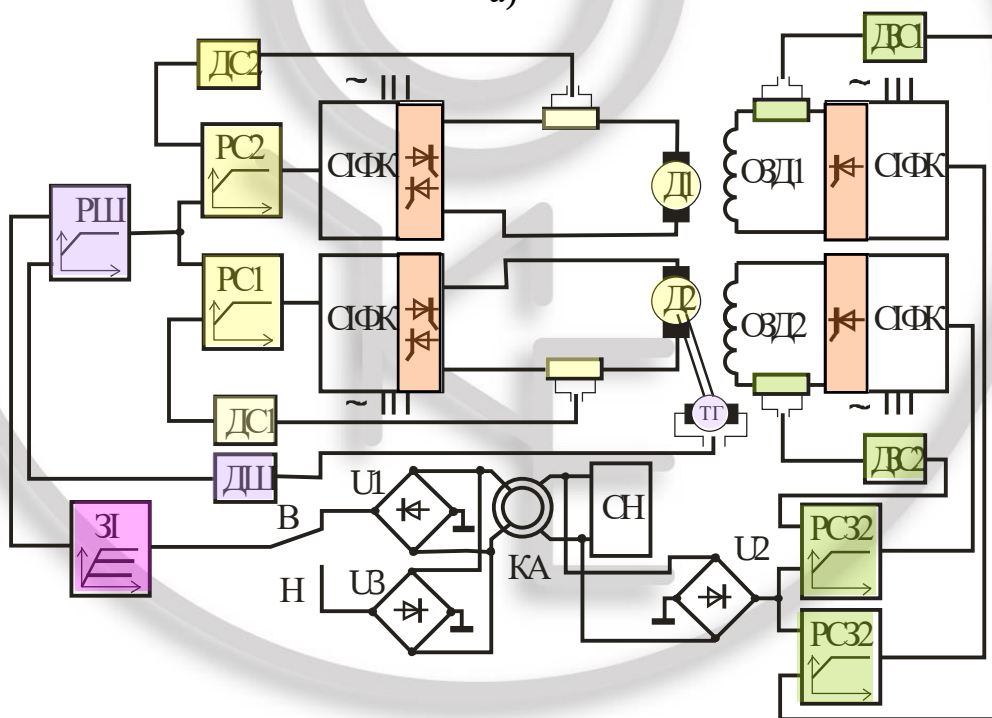
Силова частина системи складається з двох генераторів **Г1, Г2** та двох двигунів **Д1, Д2** (рис. 7.47,а), які увімкнено послідовно задля збалансування навантажень на усіх ланках системи. Обмотки збудження **ОВД1** і **ОВД2** живляться від нереверсивних перетворювачів напруги **НПН1, НПН2** зі стабілізацією струмів завдяки регуляторам струму **РС31** і **РС32**, завдання на які подається із стабілізатора **СН**. Регулювання швидкості виконується шляхом зміни напруги на обмотках збудження **ОВГ1** і **ОВГ2** від реверсивних перетворювачів напруги **РПН1** та **РПН2**. Керування напругою забезпечується триконтурною астатичною системою, куди входять: регулятори ЕРС генераторів (**РН1, РН2**); регулятор струму **РС** та регулятор швидкості **РШ**. Сигнал управління із сельсинного командоапарату **КА** для зниження динаміки системи пропускається через задавач інтенсивності **ЗІ**. Робота електромеханічної установки передбачає увімкнення стабілізатора напруги **СН**, напруга живлення якої подається на статорну обмотку сельсинного командоапарату **КА**. При повороті рукояті **КА** вихідна напруга подається на задавач інтенсивності, який забезпечує лінійно зростаючу напругу на вході регулятора швидкості. Робота пропорційно-інтегральних (ПІ) — регуляторів усіх трьох контурів починається, унаслідок розбалансування системи і видачі завдання на перетворювачі, а ті відповідно подають лінійно зростаюче живлення на обмотки збудження генераторів. Наслідок – напруга живлення якірних кіл двигунів зростає, що супроводжується наростанням швидкості. Процес розгону завершується сталим режимом при настанні балансу завдань і зворотних зв'язків кожного контуру.

До головних переваг системи Г-Д відносять:

- високу жорсткість механічних характеристик;
- більший діапазон і плавність регулювання швидкості;
- простоту реверсу двигуна без переключень у колі якоря;
- простоту переводу приводу у режимі гальмування з рекуперацією енергії у мережу;
- відносну простоту схемного рішення системи управління приводом, яка не вимагає високої кваліфікації обслуговуючого персоналу.



а)



б)

Д – двигун, Г – генератор, ТГ – тахогенератор, обмотки збудження: ОЗД – двигуна, ОЗГ – генератора; КА – селісний командоапарат; Регулятори: РШ – швидкості, РС – струму, РСЗ – струму збудження, РН – напруги; ЗІ – задавач інтенсивності завдання; Давачі: ДС – струму, ДН – напруги, ДШ – швидкості; СН – стабілізатор напруги
а) – система Г-Д; б) – реверсивна із статичним перетворювачем

Рис. 7.47. Система регулювання швидкості ШПУ з ДПТ

Недоліками такого методу управління є:

- недостатня швидкодія приводу;
- нестійка робота двигуна в зоні низьких швидкостей, яка обмежує діапазон регулювання;
- низький коефіцієнт корисної дії, який не перевищує 75-80%;
- висока установлена потужність, рівна трикратній потужності регульованого двигуна;
- велика площа розташування.

Сучасна силова електроніка на теперішній час отримала суттєвий розвиток, що може забезпечити сучасні технічні характеристики. На її базі побудована система із статичними перетворювачами у колі якорів привідних двигунів ШПУ (рис. 7.47,б). Наведена електрична схема у цілому аналогічна попередній, за винятком живлення якірних кіл двигунів. Генераторна група тут замінена на потужні статичні перетворювачі напруги. Така заміна забезпечила наступні переваги:

- Тривалий строк служби;
- Просте і оперативне здійснення резервування та взаємозаміни блоків і вузлів;
- Менші габарити і вага;
- Більш високий ККД;
- Менша потужність управління.

Проте їм притаманні і недоліки:

- Знижений коефіцієнт потужності;
- Вплив на питому мережу;
- Низька перевантажувальна здатність та чуйність до перенапруг.

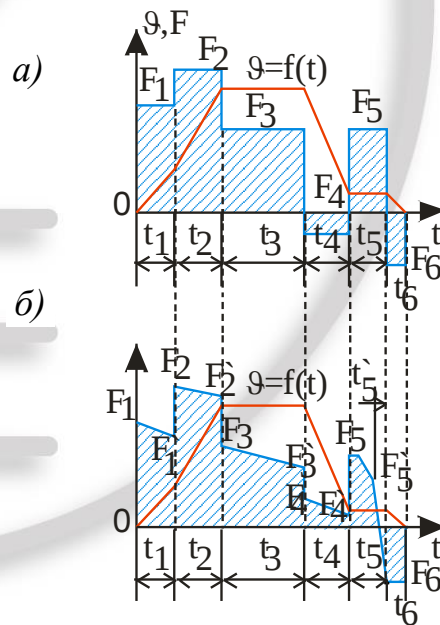
Метод розрахунку потужності двигуна ШПУ

Основний розрахунок потужності електропривода ШПУ базується на навантажувальних діаграмах (рис. 7.48).

Еквівалентна потужність, що вимагається, визначається за рівнянням

$$P_{\text{экв}} = F_{\text{экв}} V_{\text{max}} / \eta, \text{ Вт}, \quad (7.30)$$

де $F_{\text{экв}}$ – еквівалентне зусилля за цикл, Н;
 V_{max} – максимальна швидкість руху підйому, м/с; η – ККД безредукторного привода 0,975, одноступеневого 0,93 і двохступеневого редуктора 0,9. Еквівалентне зусилля за цикл



а) – динамічно урівноважена;
б) – статично урівноважена

Рис. 7.48. Навантажувальні діаграми

$$F_{\text{ЭКВ}} = \sqrt{\sum F_i t_i} / T_{\text{ЭКВ}}, \text{ Н} \quad (7.31)$$

Для навантажувальної діаграми потужність визначається у залежності від типу діаграм і зміни F_i з «+» на «+».

$$F_i^2 t_i = \left[F_i^2 + F_i F_{i+1} + F_{i+1}^2 \right] t_i, \text{ Н}^2 \text{с} \quad (\text{варіант рис. 7.48,б}) \quad (7.32)$$

При зміні знака з «+» на «-»

$$F_i^2 t_i = \left[F_i^2 + F_i F_{i+1} - F_{i+1}^2 \right] t_i, \text{ Н}^2 \text{с} \quad (\text{варіант рис. 7.48, б}), \quad (7.33)$$

а при зміні знаку з «-» на «+».

$$F_i^2 t_i = \left[F_i^2 + F_i F_{i+1} + F_{i+1}^2 \right] t_i, \text{ Н}^2 \text{с} \quad (\text{варіант рис. 7.48, б}).$$

Для ланок, де F_i стала обчислення здійснюється за рівнянням $F_i^2 t_i$ (варіант рис. 7.48, а)

Еквівалентний час циклу для примусової вентиляції дорівнює $T_{\text{ЭКВ}} = \sum t_i$ і

$$T_{\text{ЭКВ}} = 0,5 t_{\text{пуск/ост}} + t_{\text{уст}} + 0,33 \theta, \text{ для самовентиляції}, \quad (7.34)$$

де $t_{\text{пуск/ост}}$ – час перехідних режимів, $t_{\text{уст}}$ – сталого режиму; θ – час паузи.
Визначення частоти обертання двигуна здійснюють за рівнянням

$$n_{\text{дв}} = 60 i V_{\text{max}} / (\pi D), \text{ об/мін}, \quad (7.35)$$

де i – передатне число редуктора; V_{max} – максимальна швидкість двигуна підйому, об/мін; D – діаметр барабану, м.

Основна умова вибору двигуна $P_{\text{дв}} \geq P_{\text{ЭКВ}}$, $n_{\text{дв}}$ – обираються згідно із даними каталогу виробника.

Прийнятий двигун перевіряють за перевантажувальною здатністю

$$k F_{\text{max}} / F_n < \lambda,$$

де коефіцієнт запасу $k = 1,3$ – для АД; $k = 1,0$ – для ДПТ; F_{max} – максимальне зусилля на діаграмі, λ – перевантажувальна здатність.

Розрахунок може вважатись закінченим, якщо ці умови повністю виконуються. У іншому випадку вибирають двигун ближчої більшої потужності.

7.5. Вентиляційні і компресорні установки

Загальні відомості. Мета провітрювання гірничих виробок полягає у забезпеченні шахтної та рудничної атмосфери необхідною кількістю кисню, а також зменшення вмісту шкідливих газів і речовин до припустимої концентрації. Цей процес здійснюється за допомогою спеціальних вентиляторів, призначених для гірничої промисловості.

За призначенням вентиляторні установки розподіляються на головні, допоміжні та місцевого провітрювання.

Вентиляторні установки головного провітрювання забезпечують вентиляцію усіх виробок гірничого підприємства (шахт, рудників, кар'єрів), або його частини (крила, блоку, панелі і т.і.). У відповідності із правилами техніки безпеки (ПБ) на шахтах і підземних рудниках ці установки розташовують на поверхні біля гирла герметичних закритих стволів, шурфів, штолень та свердловин.

Допоміжні вентиляторні установки провітрюють стволи і капітальні виробки при їх проходці, а також окремі ланки гірничого підприємства. Зазвичай вони розташовуються, як і головні, на поверхні.

Вентиляторні установки місцевого провітрювання використовуються для вентиляції тупикових виробок, забоїв та окремих застійних зон.

За способом провітрювання головні вентиляторні установки розподіляються на витяжні та припливні. Витяжний спосіб провітрювання застосовують, як правило, на шахтах небезпечних, а припливний – в безпечних по газу. Іноді застосовують припливно-витяжні способи провітрювання. У цьому випадку два вентилятори працюють послідовно – один на приток, а другий на витяг.

У складі головних та допоміжних вентиляторних установок використовують як осьові, так і відцентрові вентилятори. Вентилятори місцевого провітрювання зазвичай є осьовими.

Конструкції вентиляторів

Лопатеві вентилятори за характером руху повітря в системі та формою робочого колеса розподіляються на осьові та радіальні. Останні більш відомі як відцентрові.

Осьові вентилятори (рис. 7.49) складаються із робочого колеса (РК) 1, закріплених на втулці профільних (у формі крила літака) лопатей 2; циліндричного корпусу або, як його часто називають, кожуха 3. За робочим колесом розташовується спрямовуючий апарат (СА) з нерухомими лопатями 4.

Обертове робоче колесо за допомогою лопатей передає енергію привода повітрю, що переміщується. Лопаті робочих коліс виготовляються зі сталі або пластмаси (для вентиляторів малих розмірів).

Лопаті робочого колеса можуть мати несиметричні або симетричні профілі. Осьові вентилятори з лопатями робочих коліс симетричного типу є реверсивними, оскільки їх продуктивність залишається постійною при зміні напрямку обертання

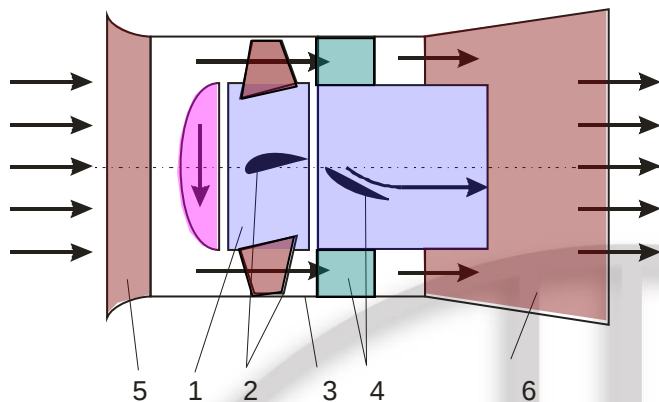


Рис. 7.49. Схема осевого вентилятора

- 1 – *робоче колесо*;
- 2 – *лопаті робочого колеса*;
- 3 – *кожух*;
- 4 – *спрямовуючий апарат*;
- 5 – *колектор*;
- 6 – *дифузор*

робочого колеса. Вентилятори з робочими лопатями несиметричного типу такими якостями не володіють, а їх продуктивність при зміні напрямку обертання робочого колеса різко знижується. Але ці вентилятори мають хороші аеродинамічні характеристики і підвищений коефіцієнт корисної дії. Спрямовуючий апарат забезпечує плавний перехід повітря від лопатей робочого колеса на вихід дифузора 6 і частково перетворює динамічний рухомий потік повітря у сталий тиск.

До конструкції шахтних вентиляторів входять два обтічника, призначення яких полягає у зниженні аеродинамічних витрат, зв'язаних з різкою зміною швидкості руху повітря. Передній обтічник встановлюється у вхідному колекторі, перед робочим колесом або спрямовуючим апаратом, задній – після спрямовуючого апарату, перед дифузором або входом у вентиляційну мережу.

У осевих вентиляторах напрям руху повітряного потоку співпадає з віссю обертання робочого колеса. Повітря втягується у колектор 5, проходить між лопатями обертального робочого колеса, а далі поступає у спрямовуючий апарат, звідти у дифузор 6 і викидається у атмосферу (при роботі вентилятора на витяг).

Осьові вентилятори можуть бути одноступеневі (із одним робочим колесом) і двоступеневі. У останньому випадку в кожусі вентилятора знаходяться дві ступені, працюючі послідовно, і які мають кожна своє робоче колесо.

Між робочими колесами знаходиться проміжний направляючий апарат (НА). Конструктивно направляючий апарат складається із нерухомих профільних лопатей або профільних лопатей з регульованим кутом установки. Призначення направляючого апарату – подача повітря до робочого колеса у відповідно, більш ефективному напрямку, та перетворення значної частини кінетичної енергії потоку (динамічного тиску) у потенційну (статичний тиск). Спрямовуючий апарат встановлюють за другим робочим колесом по ходу повітряного потоку. Обидві ступені можуть знаходитися на одному валу або на окремих валах (вентилятор ВОД-16). Наявність двох ступенів дозволяє вентилятору розвивати більш високий тиск.

Відцентрові вентилятори. Основу вентилятора (рис. 7.50) складає робоче колесо 1, між переднім і заднім дисками яких закріплені профільні крилоподібні лопаті так, що їх вхідна кромка розташовується на колі меншого радіуса, а вихідна, тобто хвостова, - на більшому. Робоче колесо може бути з лопатями, загнутими

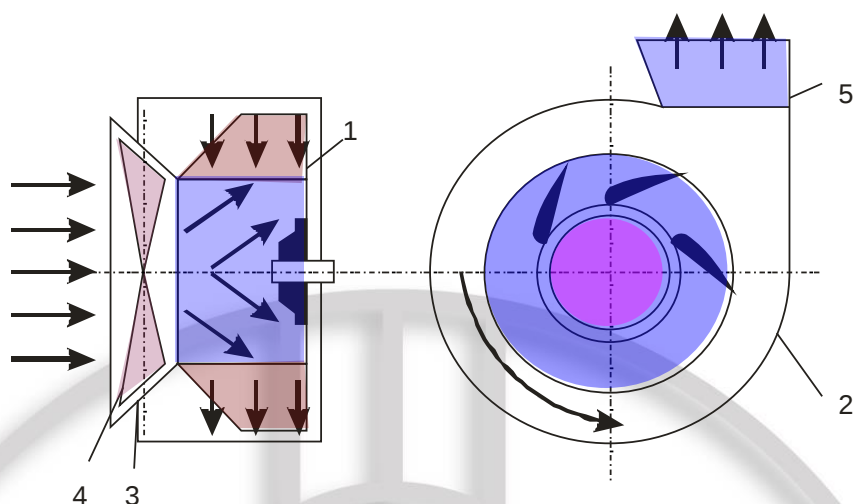


Рис. 7.50. Схема відцентрового вентилятора

- 1 – робоче колесо;
- 2 – спіральний кожух;
- 3 – вхідний колектор;
- 4 – лопаті направляючого апарату;
- 5 – дифузор

вперед по ходу колеса, радіальними і загнутими назад. Його призначення – передача енергії привода вентилятора переміщуваному повітрю. Робоче колесо обертається у спіральному кожусі 2, який виготовлений із листової сталі. Равликоподібний кожух призначений для подачі повітря у відповідному напрямку і часткового перетворення динамічного потоку в статичний тиск. Повітря, втягнене у вентилятор через вхідний колектор 3, пропускається крізь встановлені необертові лопаті 4 направляючого апарату, розворот відносно своєї осі яких може індивідуально регулюватись. Направляючий апарат слугує для подачі повітря до робочого колеса із відповідною швидкістю та під відповідним кутом, що дозволяє регулювати робочі режими вентилятора.

В систему вентиляції повітря входить паралельно осі валу робочого колеса. Потім під дією тяги, що розвивається відцентровими силами, потік розвертається на 90° та проходить між лопатями у периферійну частину кожуха і викидається через дифузор 5 в атмосферу (при витяжному режимі роботи вентилятора). Дифузор при цьому є додатковим перетворювачем динамічного потоку на виході із кожуха в статичний тиск.

Відцентрові вентилятори можуть виконуватись з однією або двома сторонами насосного обладнання. В останньому випадку на валу вентилятора встановлюється парне робоче колесо, яке з'єднане втулками більшого діаметру. Повітря поступає на робоче колесо з двох направляючих апаратів. Тобто двостороннє насосне обладнання дозволяє розвантажити підшипники валу від осевого тиску та зменшить опір рухомому повітрю у вхідній частині. Остання обставина дозволяє збільшити

продуктивність відцентрового вентилятора.

Переваги осьових вентиляторів:

- простота реверсування повітряного струменя;
- підвищена глибина регулювання тиску (0,68-0,79), яка забезпечується поворотом лопатей робочих коліс і направляючих апаратів;
- простота монтажу і малі габарити у поперечному розрізі;
- великий середньозважений статичний ККД (0,76 - 0,77 проти 0,74 - 0,76 у більшості відцентрових вентиляторів);
- зручність включення на послідовну роботу.
- відносно висока продуктивність.

Переваги відцентрових вентиляторів:

- монотонна крива тиску, стійка робота вентилятора;
- менший, ніж в осьових вентиляторів, рівень шуму за однакових швидкостей;
- отримання більших, ніж в осьових вентиляторів, значень тиску;
- доступність ротора для огляду;
- висока механічна надійність та більший строк служби;
- велика глибина регулювання;
- менша чутливість до забрудненості повітря.

Режими роботи. Визначення потужності

Вентилятори належать до механізмів, які мають тривалий режим роботи із відносно постійним навантаженням. Для них є характерним рідкі пуски, малий опір пускового моменту (0,25...0,3Мн), обмеження прискорення пуску та квадратична залежність моменту опору від швидкості. Тому для визначення потужності приводу вентилятора слід попередньо визначити величину продуктивності (подачі), яка залежить від:

- структури гірничих виробок, яка впливає на зміну повітряного опору;
- чисельності працюючого персоналу в шахті;
- температурних коливань атмосфери протягом доби;
- продуктивність видобутку, що може впливати на рівень викиду пилу і небезпечних газів.
- необхідного рівня тиску, який залежить від суми тисків у послідовно з'єднаннях виробок, а також від їх довжини та периметру поперечного перерізу.

Таким чином, потужність вентилятора визначається за рівнянням

$$P = k_3 Q p / (\eta_n \eta_v), \text{ кВт} \quad (7.36)$$

де – k_3 коефіцієнт запасу для осьових (1,05...1,1) і відцентрових (1,1...1,15) вентиляторів; Q – продуктивність, м³/ч; p – тиск, Па; η_n – ККД передачі; η_v – ККД вентилятора.

Вибір двигуна виконують за каталогом виходячи із умов

$$P_{\partial} \geq P \quad \text{та} \quad n_{\partial} \geq n_{\epsilon}. \quad (7.37)$$

Відомо, що на роботу вентилятора суттєвий вплив створює вентиляційна мережа. Найчастіше мережа характеризується еквівалентним отвором A , опір якого моделює дійсну мережу вентиляції.

$$A = 0,38Q\sqrt{p} \quad (7.38)$$

Звідси характеристика вентиляційної мережі може бути визначена за рівнянням

$$p(Q) = 0,124(Q/A)^2. \quad (7.39)$$

Електропривод вентиляторів головного провітрювання

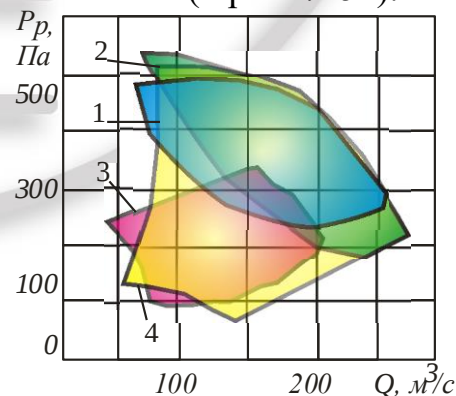
Дані досліджень, які проведені на предмет встановлення енергетичної ефективності вентиляторів головного провітрювання деяких шахт і рудників Криворізького та Донецького басейнів, виявили наявність значних витрат енергії (рис. 7.51,а). Причиною таких обставин є невідповідність режиму роботи вентиляторів параметрам вентиляційної мережі. Як наслідок, недовантаження приводу вентиляторів призводить до їх експлуатації у зоні поза економічною ефективністю (рис. 7.51,б). Тобто система у цьому випадку має ККД менше ніж 0,6 одиниць. А, отже, рішенням такої проблеми може бути застосування системи вентиляції із керованою продуктивністю.

Регулювання продуктивності і тиску вентилятора головного провітрювання можливо здійснювати наступними способами:

- Шляхом зміни опору мережі (дроселювання шибером або секторним затвором 1, 2 рис. 7.51);
- Зміною параметрів вентилятора (поворот лопатей вентилятора 3 рис. 7.51);
- Регулюванням швидкості обертання робочої машини (4 рис. 7. 51).



а)



б)

а) – статистичні дані; б) - зона економічної роботи

Рис. 7.51. Ілюстрація щодо ефективності системи вентиляції

Відомо, що при деякій продуктивності вентилятора енергетична ефективність регулювання потоку направляючими апаратами (рис. 7.52) дорівнює ефективності регулювання частотою обертання ротора, а іноді навіть буває вище.

У цих умовах має сенс встановлювати у якості приводу нерегульований асинхронний двигун з короткозамкненим ротором. Такий тип двигуна характеризується простотою експлуатації, малою вартістю та не вимагає постійного нагляду і забезпечує тривалу безвідмовну роботу.

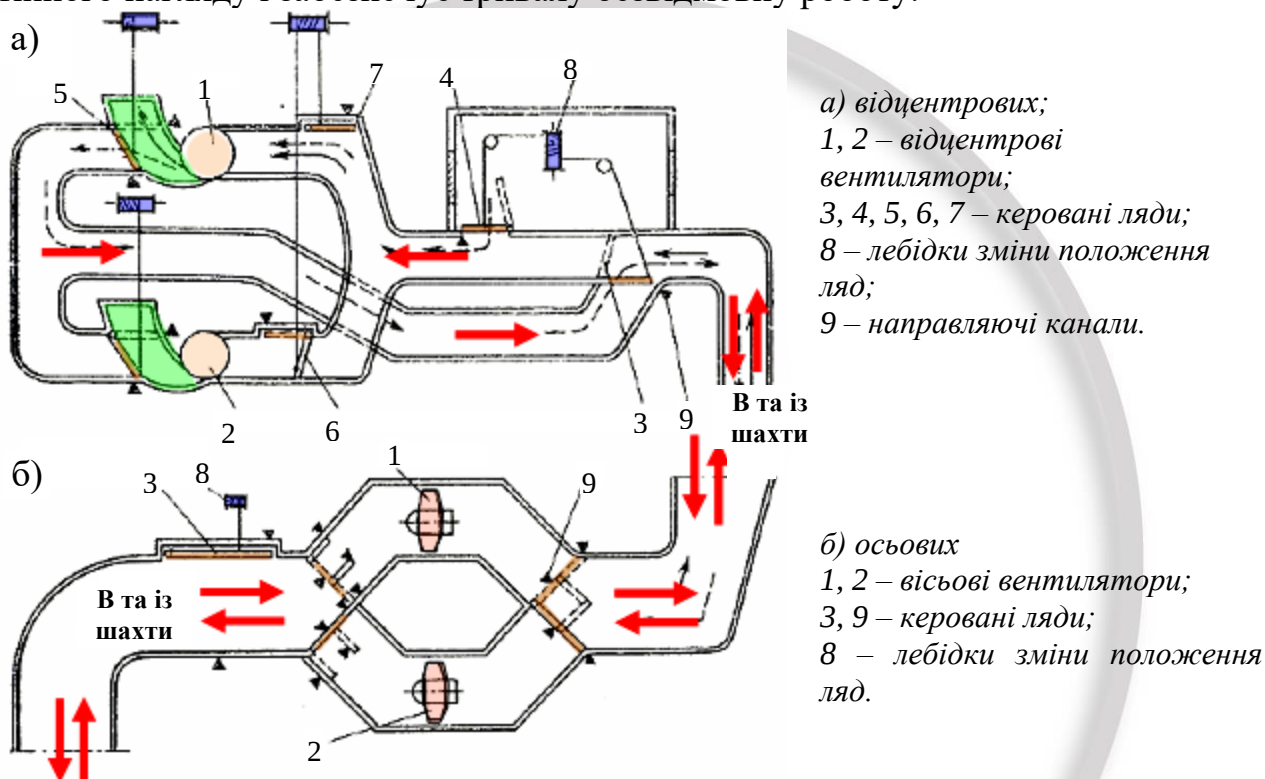


Рис. 7.52. Схема направляючих апаратів вентиляційних систем

Одним із недоліків електрично-нерегульованих вентиляторів є великі махові маси робочого колеса, що створює проблему затягнутого пуску асинхронного двигуна, а це суттєво впливає на роботу поряд встановленого обладнання (через зниження напруги мережі живлення) та тягне за собою перегрів власних обмоток двигуна, що врешті значно скорочує термін їх роботи.

Слід відзначити, що двигун, який вибраний за умовами тривалої роботи, повинен бути перевірений за нагрівом, прискоренням та моментом зрушення, а для синхронних двигунів – додатково перевірений з питання гарантованої синхронізації.

Перевірка за нагрівом виконується шляхом розрахунку часу пуску (вхідне рівняння руху).

$$t_n = j \sum (\Delta w_i / M_{\text{дин.і}}), \quad (7.40)$$

де j – момент інерції системи; Δw – зміна швидкості локальної ділянки; $M_{\text{дин.і}}$ –

динамічний момент.

При цьому динамічний момент розраховується як різниця пускових характеристик двигуна і механізму

$$M_{дин}(s) = \frac{2M_{ном}}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s}} - \lambda(0,15 + 0,85(n_0(1-s))^2), \quad (7.41)$$

де $M_{ном}$ – номінальний момент двигуна; s , s_k – поточне та критичне ковзання; λ – переважувальна здатність привода; n_0 – синхронна частота обертання привода.

Умова дійсна, якщо розрахунковий час менше або дорівнює встановленому заводом виробником часу пуску.

Перевірка встановленого рівня нагріву СД визначається температурою

$$\tau = A/(m_{кл}c), \quad A = jw_0^2/2 + M_{в.ном}/w_0 \left(\int_0^{t_n} w^2 dt - 1/w_0 \int_0^{t_n} w^3 dt \right), \quad (7.42)$$

де A – енергія в обмотках, Дж; $m_{кл}$ – маса обмотки, кг; c – питома теплоємність (міді $c=0,395 \times 10^3$, алюмінію $c=0,896 \times 10^3$, Дж/(кг×град), $P_{ном}$ – потужність двигуна, кВт; GD – маховий момент вентилятора.

Спроможність до синхронізації виконується за умовою порівняння величини вхідного ковзання, яке надає завод-виробник, із отриманим за розрахунком

$$s_{вх} \leq 26,7/w_0 \sqrt{P_{ном}/(50GD^2)}. \quad (7.43)$$

Вирішити задачу важкого пуску можливо шляхом регулювання напруги живлення двигуна протягом перехідного процесу, наприклад, установкою додаткових опорів (рис. 7.53,а) у статорній частині асинхронного електроприводу або застосуванням автотрансформаторного пуску (рис. 7.53,б). Останнім часом стало можливим використання у таких приводах пристроїв плавного пуску (рис. 7.53,в).

У випадках, коли мережа живлення є недостатньо потужною, допускається використання асинхронного двигуна з фазним ротором (рис. 7.53,г) та додатковими резисторами у колі ротора.

Практичний досвід використання приводів вентиляторів головного провітрювання показав, що при потужностях до 315 кВт переважно застосовують асинхронний двигун, при потужностях вище 1000 кВт використовують виключно синхронні електричні машини, а у проміжку потужностей 315...1000 кВт можуть використовуватись, як асинхронні, так і синхронні приводи. Основоположним при прийнятті рішення є техніко-економічний розрахунок.

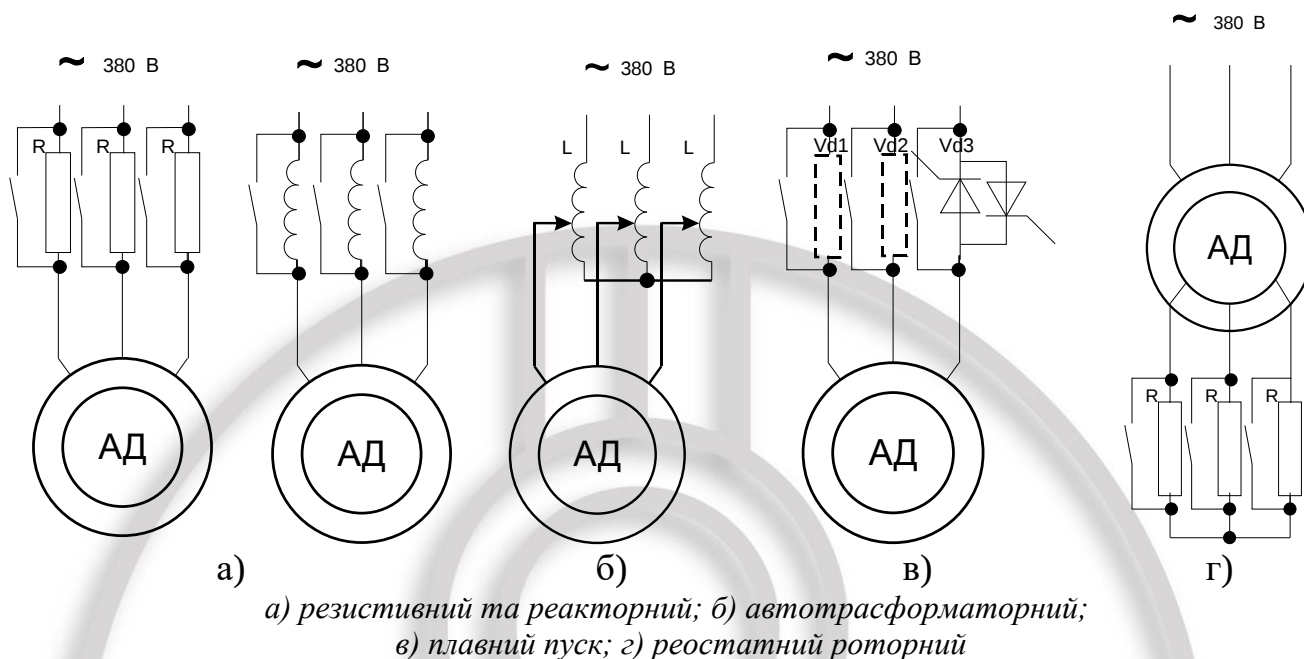


Рис. 7.53. Схеми пускових пристроїв некерованих АД

Синхронний привод порівняно з асинхронним має низку переваг:

- Компенсація реактивної потужності за рахунок регулювання збудження;
- Менша чутливість до коливань напруги мережі живлення;
- Більш високий коефіцієнт корисної дії, ніж у асинхронних двигунів;
- Незалежність від навантаження швидкості приводу;
- Висока надійність через великий повітряний зазор між якорем і індуктором машини.

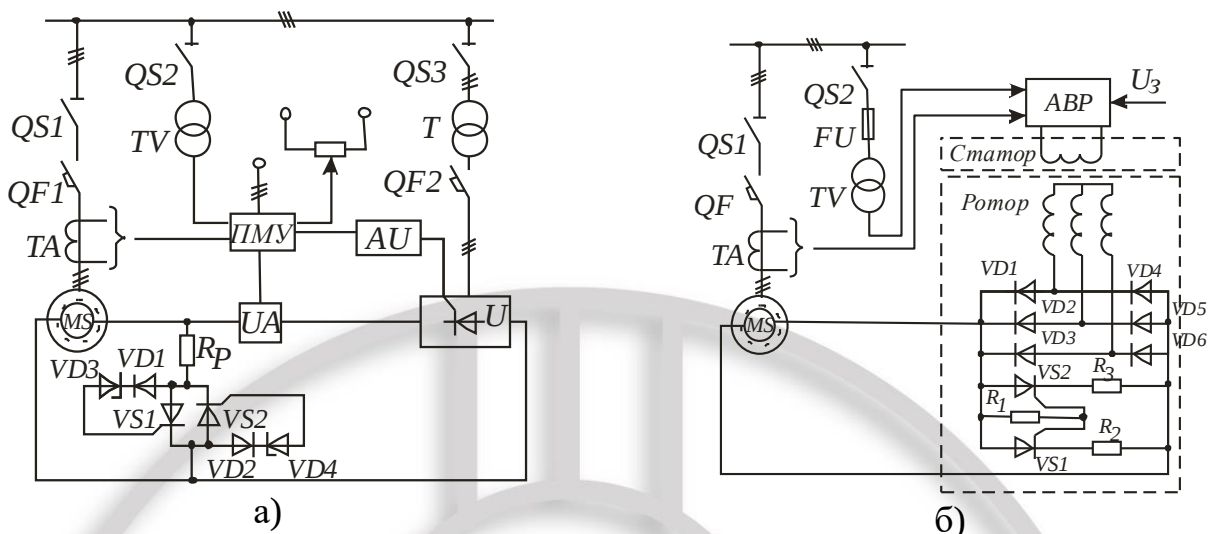
Цьому типу електричних машин притаманні і наступні недоліки:

- Висока початкова вартість через додаткові витрати на систему збудження;
- Знижена надійність внаслідок складної системи збудження;
- Підживлююча дія СД при короткому замиканні енергосистеми, що підвищує струм, і, як наслідок, вимагає установки реакторів та більш потужної пуско-регулюючої апаратури.

Перелічені недоліки натеper компенсуються глухо приєднаними (рис. 7.54,а) системами збудження і системами безконтактного збудження (рис. 7.54,б) із статичними перетворювачами.

Тиристорні збудники, які випускаються промисловістю, у тому числі серії ТЕ забезпечують:

- Автоматичний пуск СД у функції струму якоря;
- Плавне ручне або автоматичне регулювання струму збудження у межах $0,3 \dots 1,4 I_n$;
- Обмеження струму збудження в інтервалі $0,8 \dots 1,75 I_n$;



а) контактна система; б) безконтактна

Рис. 7.54. Системи збудження СД

- Форсування напруги збудження $1,75U_n$ для компенсації 15...20% просідання напруги мережі живлення;
- Форсування гасіння поля збудження при відключенні двигуна;
- Захист від коротких замикань;
- Захист від тривалого асинхронного режиму.

У випадку неможливості застосування виключно СД приводу вентиляції (неможливість прямого пуску через „слабку” мережу) використовують компромісні схеми привода. Для цього включають у схему привода вентиляції два двигуна, один із котрих АД з ФР на половинну потужність і частоту обертання та СД привод на повну потужність і частоту обертання. Така схема з одного боку забезпечує гарантований пуск системи, а з іншого – відповідає двом технологічним задачам: роботі вентиляції на стадії будівництва і ремонту (30% продуктивності) та номінальному режиму за здійснення прохідницьких та видобувних робіт (100% продуктивності) рис. 7.55.

Той факт, що у процесі роботи гірничого підприємства продуктивність подачі вентиляції може мінятися у широких межах (0,5...2), ставить питання про застосування регульованого привода. Повертаючись до діаграми, яка ілюструє економічну область вентиляції (поз. 4 рис. 7.51,б) бачимо, що кращі

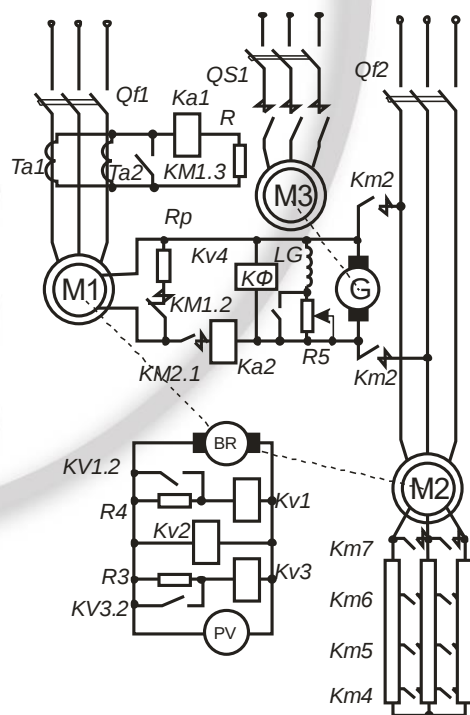


Рис. 7.55. Комбінована система вентиляції

показники дає система привода з керованою швидкістю обертання робочої машини. Тому усі сучасні способи розвитку вентиляційних систем спрямовані на впровадження регульованого електропривода.

На теперішній час промисловістю експлуатуються наступні системи регульованого приводу:

- Асинхронний машино-вентильний каскад;
- Асинхронний вентильний каскад;
- Асинхронний двигун зі статичним перетворювачем частоти;
- Асинхронний двигун подвійного живлення;
- Системи Г-Д або керований випрямляч – двигун (КВ-Д).

Крім цього існують і більш прості раціональні способи регулювання швидкості. Так, для вентиляції можуть застосовуватись АД електродвигуни з керуванням швидкості шляхом зміни числа пар полюсів. При цьому синхронна частота обертання для цих типів машин регламентуються значеннями 3000, 1500, 1000, 750, 500, 375 об/хв. Зазвичай такий спосіб управління допускає ступеневе перемикавання частоти обертання в 2, 3 та 4 щаблі.

Як згадувалось раніше, відсутність тривалий час потужних регульованих статичних перетворювачів напруги та частоти спонукала розробників шукати інші підходи до управління крупними вентиляційними установками. Одна із версій реалізації – машино-вентильний каскад (рис. 7.56,а). Принцип її дії полягає у компенсації напруги ротора М1 за допомогою ЕРС, що генерується машиною М2,

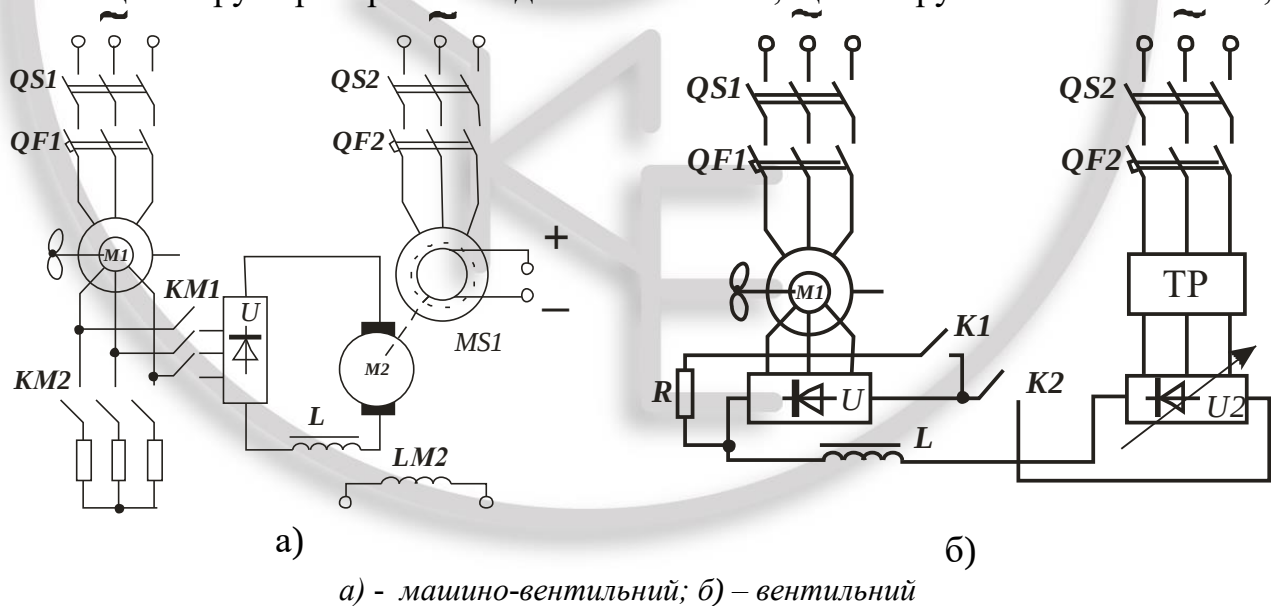


Рис. 7.56. Системи асинхронного каскадного управління

де рівень ЕРС регулюється обмоткою збудження $LM2$. При цьому синхронна машина MS приводить у рух генератор $M2$ з постійною швидкістю. З розвитком силової електроніки отримали поширення асинхронно-вентильні каскади (рис. 7.56,б). Робота таких систем суттєво не відрізняється від попередньої.

У системах вентиляції застосовують і частотні методи управління. Так, схема на рис. 7.57 демонструє електропривод, у якому номінальний режим реалізується при живленні двигуна **M1** від промислової мережі, а режим **1/8** від номінального здійснюється від синхронного генератора **MS2** з частотою **25 Гц**. При цьому приводний двигун **MS1** і їх збудник знаходяться на одному валу. Зрозуміло, що схема рис. 7.57 є недосконалою. Більш сучасні вентиляційні стаціонарні установки живляться від потужних статичних перетворювачів частоти, які будуються або на тиристорній, або на IGBT транзисторній базі.

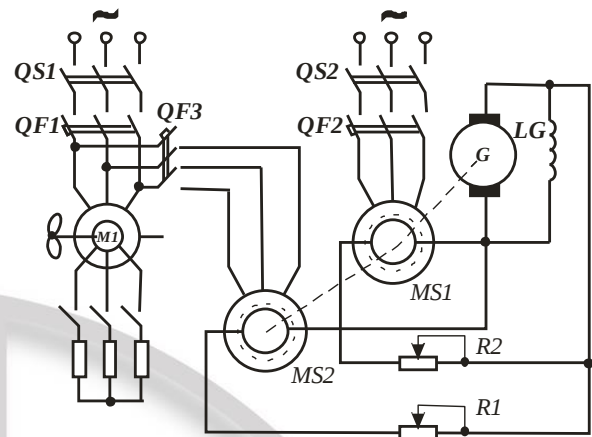


Рис. 7.57. Схема електропривода з машинним перетворювачем частоти

Компресорні установки

Загальні відомості. До переваг пневматичної енергії слід віднести: високий ступень безпеки; простоту використання і надійність системи.

За принципом роботи компресорні установки, які є джерелом стиснутого повітря, поділяються (рис. 7.58) на: а) поршневі; б) ротаційні; в) відцентрові.

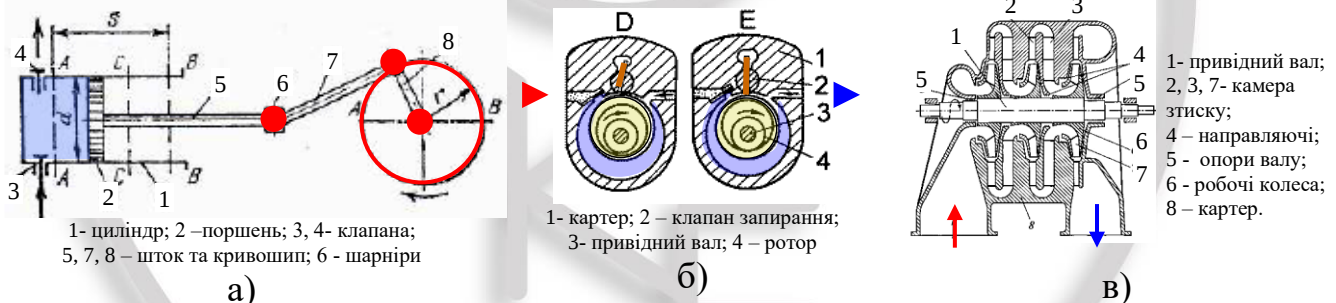
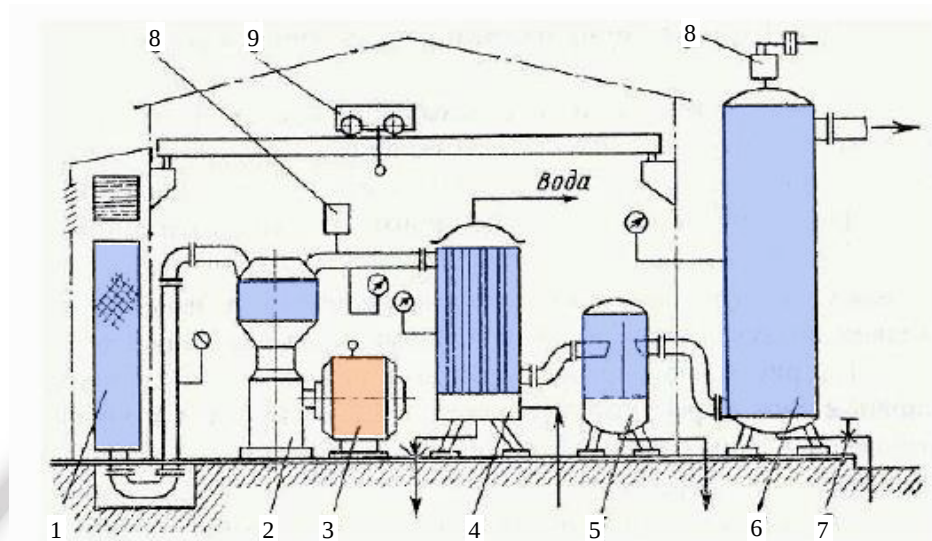


Рис. 7.58. Конструкція компресорів за типами

Ротаційні компресори переважно використовуються у галузі холодильних установок, а також в системах теплових насосів. Відцентрові зазвичай слугують механізмом перекачування газоподібних корисних копалин і сировини для хімічної промисловості. На відміну від попередніх, саме поршкові компресори отримали широке застосування у підземних виробках шахт і рудників, як рушій механізмів у вибухонебезпечних забоях. Загальний вигляд промислової компресорної станції зображений на рис. 7.59

Поршкові установки характеризуються простою або подвійною дією, і можуть бути одно- або багатоступеневі. Сутність простої дії – стискання повітря при одному напрямку руху поршня, а подвійна – при русі в обох напрямках. Підвищення загального тиску в системі досягається послідовним з'єднанням декількох одноступеневих компресорів. Конструктивно усі прилади компресорної



1 – фільтр; 2 – компресор; 3 – електродвигун; 4 – кінцевий холодильник;
5 – маслотовідділювач; 6 – ресивер; 7 – кран; 8 – аварійний клапан;
9 – підйомно-монтажний механізм

Рис. 7.59. Схема поршневої компресорної установки

поршневої станції є статичними, за винятком, власне, самого компресора та його електропривода.

Потужність електропривода компресорів визначається за виразом:

$$P_k = (A_n Q) / (\eta_k \eta_n). \quad (7.44)$$

де $A_n = n / (n - 1) p_1 V_1 [(p_2 / p_1)^{(n-1)/n} - 1]$ – робота, що витрачається на стиснення повітря за політропічного процесу, Дж; n – показник політропи, що визначається $p V_n = \text{const}$; p_1, p_2 – початковий та кінцевий тиск, Па; V_1 – початковий об'єм, м³; Q – продуктивність, м³/ч; η_k, η_n – ККД компресора і передатного механізму.

Традиційно вибір двигуна виконується за умови, що номінальна паспортна потужність двигуна є не меншою за розрахункову компресора $P_{\text{ном}} \geq P_k$.

Механічні характеристики поршневих компресорів.

Статичне навантаження поршневого компресора, визначається силою дії на поршень:

$$F = p S, \quad (7.45)$$

де $p = p_{\text{вих}} - p_{\text{вх}}$ – різниця тиску на поршні, Па; S – площа поршня, м².

Момент, який створюється кривошипно-шатунним механізмом дорівнює

$$M_{cm} = \rho F = p S R \sin(\omega t), \quad (7.45)$$

де $\rho = R \sin(\omega t)$ – радіус приведення, м; R – радіус кривошипа (рис. 7.60), м; ω – кутова швидкість валу компресора, c^{-1} .

З останнього виразу слідує, що момент опору компресора носить пульсуючий характер, де амплітуда визначається

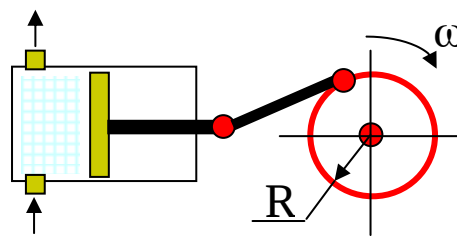


Рис. 7.60. Кінематика компресора

$$M_{cm.max} = \rho F = p S R . \quad (7.46)$$

Таким чином, наявність кривошипа і маховика (або масивного ротора привода) у складі кінематики компресора характеризує цей механізм наступними особливостями: *пульсуючий характер навантажувального моменту; залежність пульсацій від швидкості привода; підвищений момент інерції, утруднений пуск; підвищений пусковий момент.*

Режими роботи компресорів

Режим роботи компресора визначається точкою перетину його характеристики і характеристики пневмережі. Ця точка показує, який тиск може створювати компресор при заданій продуктивності. Тому зміна стану мережі викликає за собою зміну режиму роботи компресора. Розглянемо це на прикладах можливих виробничих ситуацій. Так, усунення витоків у мережі викликає зменшення витрат і збільшення тиску. На режим роботи системи також може впливати кількість користувачів стисненого повітря. Їх відсутність – високий тиск та малі витрати; велика кількість – низький тиск і великі витрати.

Для підтримки заданого режиму роботи компресора застосовують різноманітні методи:

- Зміна частоти обертання валу компресора;
- Зміна числа паралельно працюючих компресорів;
- Дроселювання по входу компресора (зменшення початкового тиску);
- Включення шкідливого простору в поршневих конструкціях;
- Відпуск пластин у поршневих конструкціях.

Для шахтних компресорів у якості привода частіше за все застосовують спеціальні синхронні двигуни з масивним ротором. Його вал приєднується безпосередньо до компресора.

Турбокомпресори, на відміну від поршневих, працюють з постійним навантажувальним моментом і високою швидкістю. Як правило, для них використовують потужні високошвидкісні синхронні двигуни з механізмом підвищення швидкості. Є очевидним, що економічний режим роботи турбокомпресора може здійснюватися шляхом регулювання швидкості.

Момент турбокомпресора визначається згідно рівняння

$$M_k = a + b_n^{1,23}, \quad (7.47)$$

де a, b – коефіцієнти, які є функцією тиску та початкових умов всмоктування.

До вимог до привода відносять: перевантажувальна здатність двигуна повинна бути не менше 2; високе значення ККД і $\cos\phi$; надійність та простота конструкції; низька початкова вартість.

7.6. Насосні установки

Загальні відомості. Розробка родовищ корисних копалин, як правило, супроводжується надходженням у гірничі виробки підземних і поверхневих вод, а також інфільтраційних вод із річок та водойм іншого типу. Наявність води у гірничих масивах та її притік утруднює умови роботи людей і машин, а в ряді випадків суттєво позначається на фізичних властивостях гірничих порід, що веде до зниження стійкості гірничих масивів і погіршує якість видобутку корисних копалин. Тому ведення гірничих робіт відкритим та підземним способами у більшості випадків вимагає проведення комплексу заходів з повного або часткового осушення гірничих масивів. Реалізація зневоднення гірничих виробок здійснюється дренажними системами, які являють собою комплекс потужного електромеханічного обладнання. До його складу зазвичай входять: пуско-регулююча і запобіжна арматура (засувки, вентилі, перемикачі потоків, зворотні та запобіжні клапани, повітряно-випускні пристрої – вантузи, компенсатори температурних змін довжини трубопроводів, гасителі та компенсатори гідравлічних ударів); контрольно-вимірювальна апаратура (манометри, вакуумметри, витратоміри, індикатори руху рідини, рівнеміри, реле заливки насосів тощо); системи ручного та автоматичного управління приводом насоса з комплектом електровимірювальної апаратури.

За призначенням водовідливні установки розділяються на головні (*центральні*), допоміжні (*дільничні*) та тимчасові (*прохідницькі*).

Головні слугують для перехвату та відкачування очікуваного притоку води у гірничих виробках.

Допоміжні — для місцевого водно-пониження у окремих забоях та для відкачки води з ділянок, які розташовані нижче водозбірника.

Тимчасові — залучаються у період проходки або надзвичайних ситуацій з приводу аварійного затоплення.

За положенням відносно водного масиву насосне обладнання поділяється на зумпфові, розташовані поза осушувальним водозбірником (рис. 7.61,а – вище і б – нижче рівня рідини), із безпосереднім заглибленням (рис. 7.61,в) та заглиблення на канатах (рис. 7.61,г), свердловинні та голкофільтрові. На свердловинних установках силове насосне обладнання розміщують безпосередньо в осушуваному масиві, тобто у відпрацьованих порожнинах, які мають технічно задані розміри. На голкофільтрових установках основна частина силового обладнання міститься поза

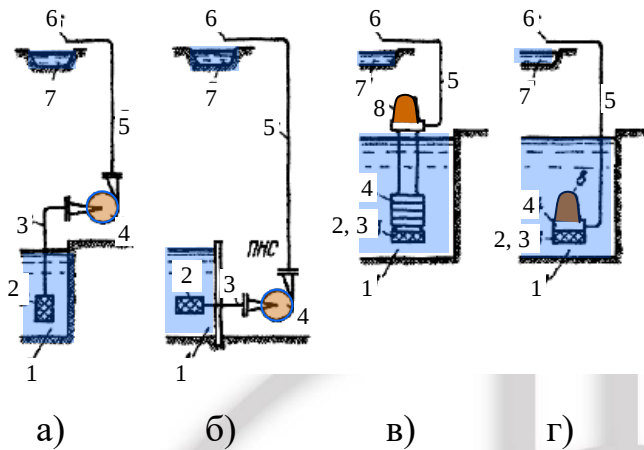


Рис. 7.61. Схеми розташування насосів відносно водозбірника (зумпфа)

1 – зумпф; 2 – забірний фільтр; 3 – вхідний патрубок; 4 – насос; 5 – вихідна магістраль; 6 – стоковий патрубок; 7 – водний збірник на поверхні.

осушуваням масивом, а у свердловину поміщається тільки водозабірна його частина.

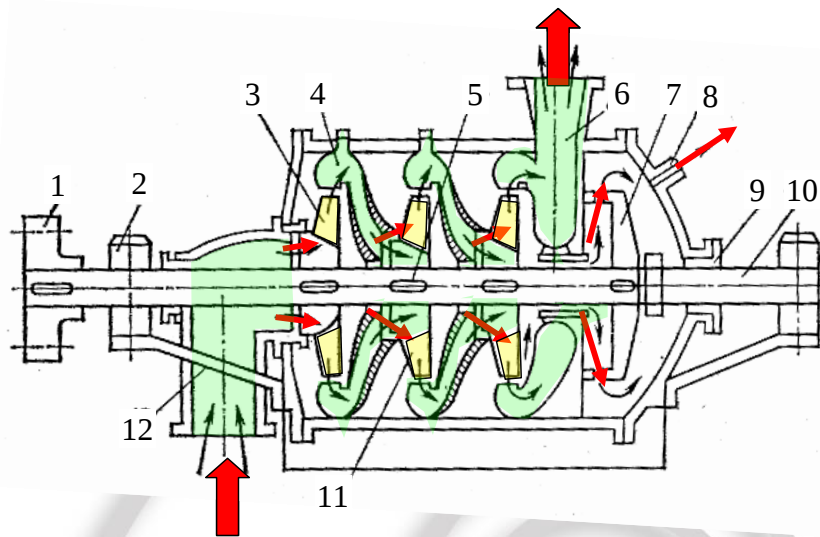
Водовідливні установки поділяють також на стаціонарні, напівстаціонарні та мобільні. До останніх відносять допоміжні установки, які переміщуються з просуванням забоїв. Напівстаціонарні – змінюють своє місцезнаходження періодично через відносно великі інтервали часу, наприклад, з просуванням фронту гірничих робіт та глибини масиву, що розробляється.

Конструкції насосних агрегатів. Технологічні схеми водовідливу

Динамічні насоси працюють за принципом силового впливу на переміщуване середовище. До них відносяться лопатеві (відцентрові осьові (рис. 7.62,а), нагнітальні та нагнітальні тертям (вихрові рис. 7.62,б), дискові (рис. 7.62,в), струменеві (рис. 7.62,г) тощо). У гірничій промисловості знайшли застосування переважно насоси відцентрового типу, як такі що найбільш є адаптованими для експлуатації у дуже агресивних та важких умовах.

При веденні гірничих робіт на одному горизонті відкачування води на поверхні може здійснюватися *центральною* водовідливною установкою – спільною для декількох поряд розташованих шахт (рудників) за умови забезпечення стоку води у головний водозбірник однієї з них; *головною* водовідливною установкою (рис. 7.63, 1), при цьому вода з усіх гірничих виробок збирається у головний водозбірник шахти (рудника), а із нього відкачується на поверхню; *головною та дільничними* водовідливними установками, коли на шахтах (рудниках) малої глибини залягання родовища воду з окремих віддалених ділянок від навколо стволового двору, неможливо самопливом збирати у головний водозбірник; *головною і перекачувальною* водовідливними установками, які перекачують воду з окремих ділянок у головний водозбірник.

У глибоких шахтах (рудниках), коли тиску одного насоса недостатньо для відкачування води на поверхню, використовують послідовну роботу декількох насосів, що установлюють в одній насосній камері (рис. 7.63, 2) або ступеневу схему водовідливу (рис. 7.63, 3, 4), в останньому випадку (рис. 7.63, 3) водовідливні установки, розташовані на різних горизонтах, мають окремі



триступеневий відцентровий насос:

- 1 – з'єднувальна муфта;
- 2 – роликові підшипники;
- 3 – робоче колесо;
- 4 – направляючий апарат;
- 5 – шпонки; 6 – дифузор;
- 7 – розвантажувальний диск;
- 8 – розвантажувальна трубка;
- 9 – сальники; 10 – вал;
- 11 – робоче колесо;
- 12 – колекторний патрубок

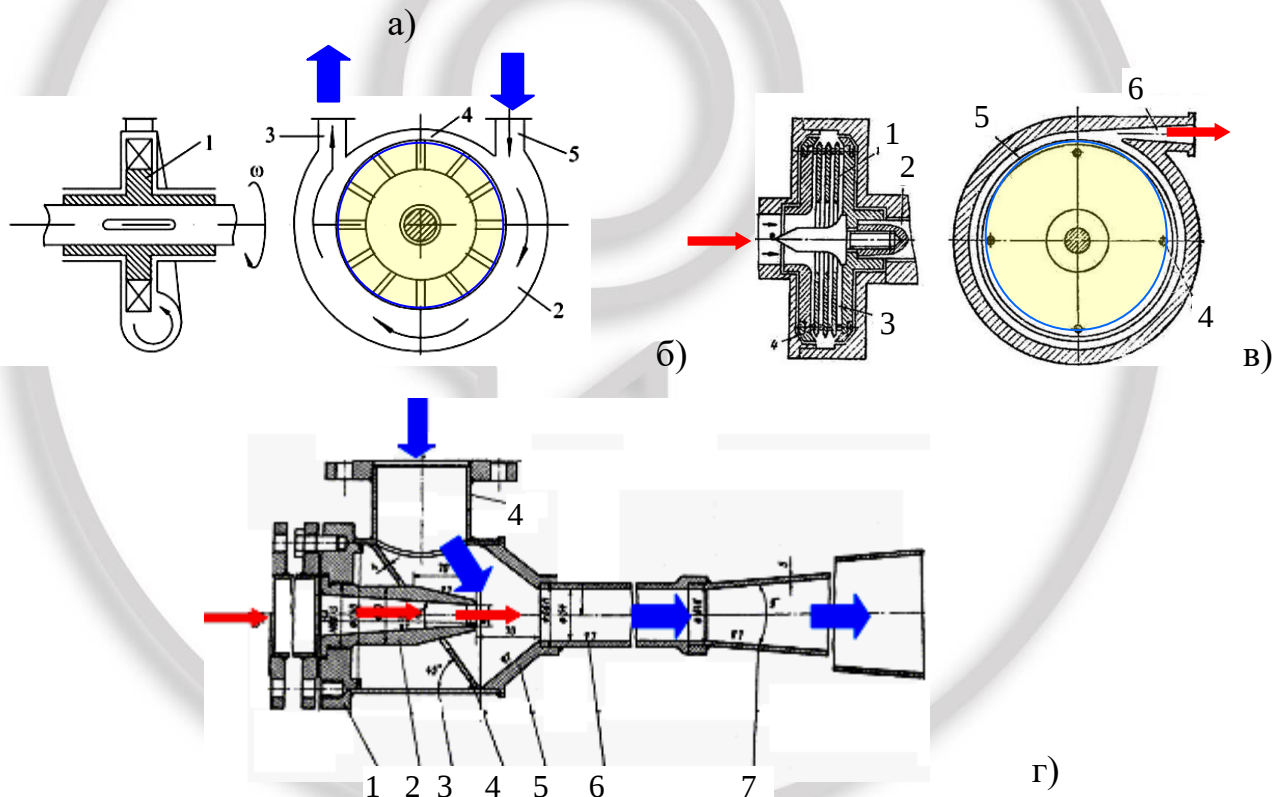
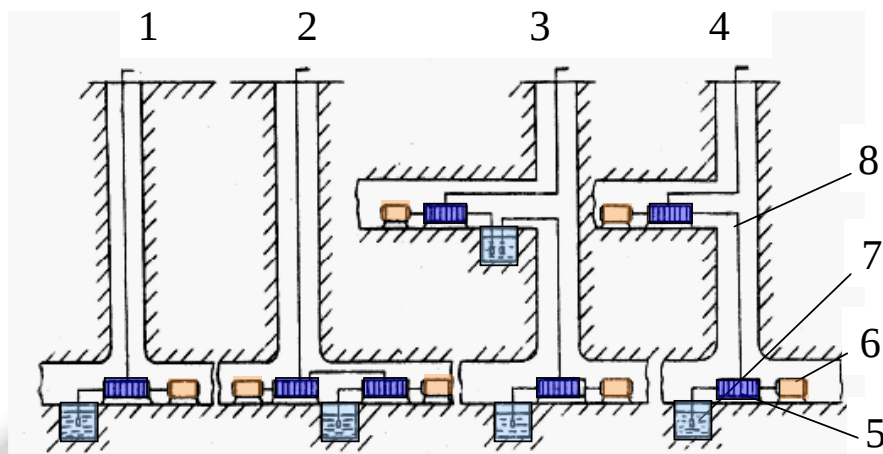


Рис. 7.62. Існуючі насосні установки

водозбірники. Насоси, які встановлені на нижньому горизонті, перекачують воду у верхній проміжний водозбірник. У випадку залучення схеми, зображеної на рис. 7.63, 4, насоси працюють без проміжного водозбірника. Порівнюючи останні дві схеми, слід віддати перевагу схемі із проміжним водозбірником, при якій робота насосів є більш надійною, безпечною і триває при менших тисках у магістралі.



1 – неглибока шахта; 2 – послідовне включення насосів, 3 – з проміжним зумпфом, 4 – послідовна схема насосів на різних горизонтах – глибока шахта.
5 – насос; 6 – двигун; 7 – зумпф; 8 – трубопроводна магістраль.

Рис. 7.63. Схеми технології насосних установок

Режими роботи. Визначення потужності

Насосні установки відцентрового типу характеризуються наступними способами регулювання подачі:

- дроселюванням трубопроводу;
- перепуском потоку рідини із вихідного патрубку насоса у вхідний;
- періодичним відключенням насосів (ступеневе регулювання);
- зміною частоти обертання робочого колеса насоса.

Дроселювання трубопроводу (рис. 7.64,а) – механічне регулювання на напірному патрубку насоса пристроєм типу шибера, дросель-клапана, засувки, діафрагми і т.і. зміни поперечного перерізу трубопроводу.

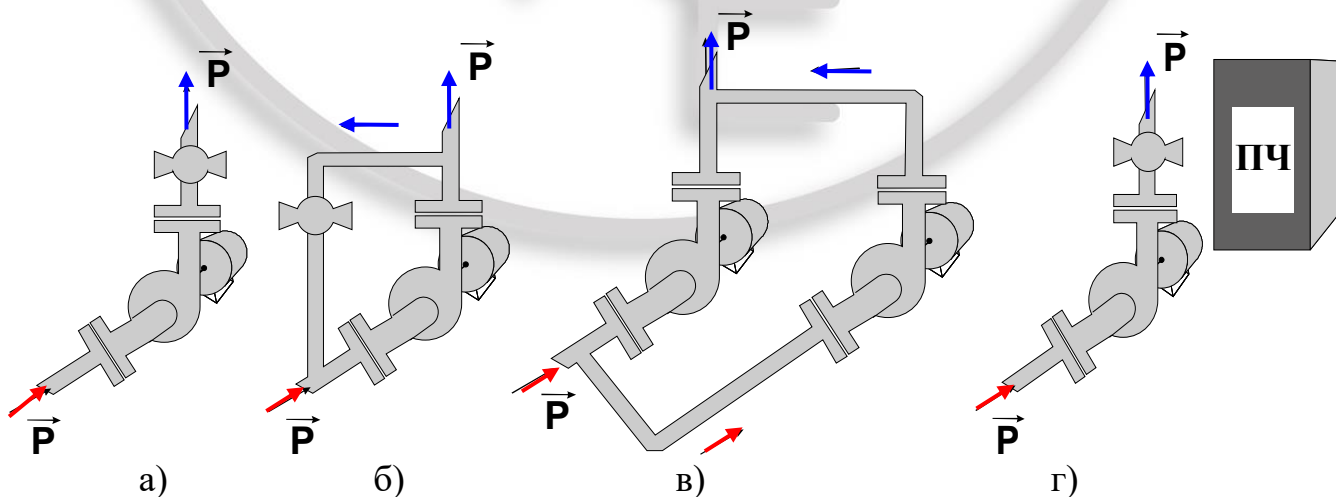


Рис. 7.64. Схеми регулювання напору насосних установок

Недоліки. Знижений ККД насосної станції при глибокому регулюванні подачі, можливість однозонного регулювання в бік зменшення подачі або напору насосної установки.

Регулювання напору перепуском (рис. 7.64,б) – відведення через засувку частки потоку рідини із виходу насоса на його вхід. Витрати енергії циркуляції рідини знижують ККД установки, особливо при глибокому регулюванні. Як і в попередньому методі, подача регулюється тільки в бік зменшення.

Ступеневе регулювання подачі насосної станції (рис. 7.64,в) здійснюється підключенням - відключенням насоса або групи насосів. Спосіб характеризується простотою управління і не потребує додаткових регулюючих пристроїв. Він не забезпечує безперервну та якісну підтримку напору при зміні споживання рідини і викликає часті пуски двигунів, що зменшує їх довговічність.

Зміна частоти обертання (рис. 7.64,г) робочого колеса насоса дозволяє здійснювати безперервне регулювання продуктивності з меншими витратами енергії. Однак такий спосіб потребує більших капітальних витрат на обладнання перетворення, особливо для установок з потужністю вище середньої, та призводить до гіршої електромагнітної сумісності з мережею. Серійний випуск таких електроприводів знижує їх вартість, і, як наслідок, робить дану насосну систему перспективною.

Допустимий і комбінований спосіб управління, наприклад, варіант регулювання у поєднанні зміни частоти обертання і керування дроселюванням.

Вимоги до електроприводу

- Відмінною особливістю механізмів такого типу є полегшені умови пуску (момент зрушення не перевищує 30-35% від номінального; форми механічних характеристик АД і робочої машини узгоджені, що дозволяє здійснювати пуск під дією практично незмінного динамічного моменту).

- Відцентрові механізми допускають використання нерегульованого привода АД з КЗ ротором, а за значної потужності доцільно їх комплектувати синхронними двигунами.

- Крупні установки вентиляторного типу мають сумарний момент інерції значно вищий за інерційні властивості двигуна. Наслідок — прямий пуск стає затягнутим і супроводжується значним нагрівом обмоток. Такі обставини дають підстави для використання асинхронних двигунів з фазним ротором і у тому випадку, коли регулювання швидкості не потрібне. Проте залучення реостатного процесу пуску АД двигунів забезпечує зменшення пускових струму та нагріву обмоток двигуна.

- Насосні установки працюють в умовах агресивного, вибухонебезпечного середовища, за високих температури та вологості. Для таких установок використовують переважно асинхронні короткозамкнені двигуни закритого виконання, а для особливо важких умов — двигуни спеціальної конструкції.

- В установках, які вимагають плавного і автоматичного регулювання подачі,

електропривод виконується регульованим. В середньому для регульованих механізмів відцентрового типу необхідний діапазон регулювання швидкості зазвичай становить не більше 2:1.

Відмічені особливості даних механізмів та невисокі вимоги відносної жорсткості механічних характеристик дозволяють успішно застосовувати для них прості у реалізації варіанти регульованого асинхронного електропривода.

Розрахунок потужності. Електродвигуни насосів працюють у тривалому режимі роботи з постійним навантаженням, потужність яких визначається згідно виразу.

$$P_n = (k \gamma Q H) / (3600 \eta_e \eta_n), \text{ кВт} \quad (7.48)$$

де γ – питома вага відкачуваною рідини, кГ/м^3 ; $k = 1,2 \dots 1,3$ при подачі до $160 \text{ м}^3/\text{г}$ і $1,1 \dots 1,15$ при подачі вище $160 \text{ м}^3/\text{г}$ – коефіцієнт запасу;

Q – номінальна продуктивність насоса, $\text{м}^3/\text{с}$;

H – номінальний напір насоса, м;

η_n – ККД передачі; η_e – номінальний ККД насоса.

Вибір відповідного приводного двигуна здійснюється із умов

$$P_n \leq P_d; \quad n_n \leq n_d. \quad (7.49)$$

Регульований режим

Для насосних установок потужності $7 \dots 10 \text{ кВт}$ задача регулювання продуктивності вирішується завдяки системі перетворювач напруги - асинхронний двигун з короткозамкненим ротором (ПН-АД з КЗ) (рис. 7.65,а). Сукупність вентиляторної характеристики навантаження і відсутності вимоги щодо регулювання продуктивності у невеликих межах дозволяє електроприводу такого типу реалізовувати достатньо великий діапазон зміни швидкості без наявності зворотних зв'язків.

Відомо, що режим перекачування є нешвидким процесом і не потребує від системи керування високого швидкодії. Тобто це дозволяє користуватись для регулювання напруги магнітним підсилювачем, який вмикають у коло статора двигуна (рис. 7.65,б). Можливий також імпульсний спосіб регулювання швидкості асинхронного двигуна.

Загальним недоліком методів є значні втрати енергії на керуючих елементах при зниженні швидкості двигуна. Також такий підхід до керування викликає суттєвий нагрів двигунів, що вимагає завищення їх встановленої потужності.

В установках, де допустимо застосування асинхронного двигуна з фазним ротором, можливості регульованого електропривода розширюються. Введення додаткового опору в коло ротора дозволяє вивести частину втрат ковзання за межі обмоток двигуна (рис. 7.65,в).

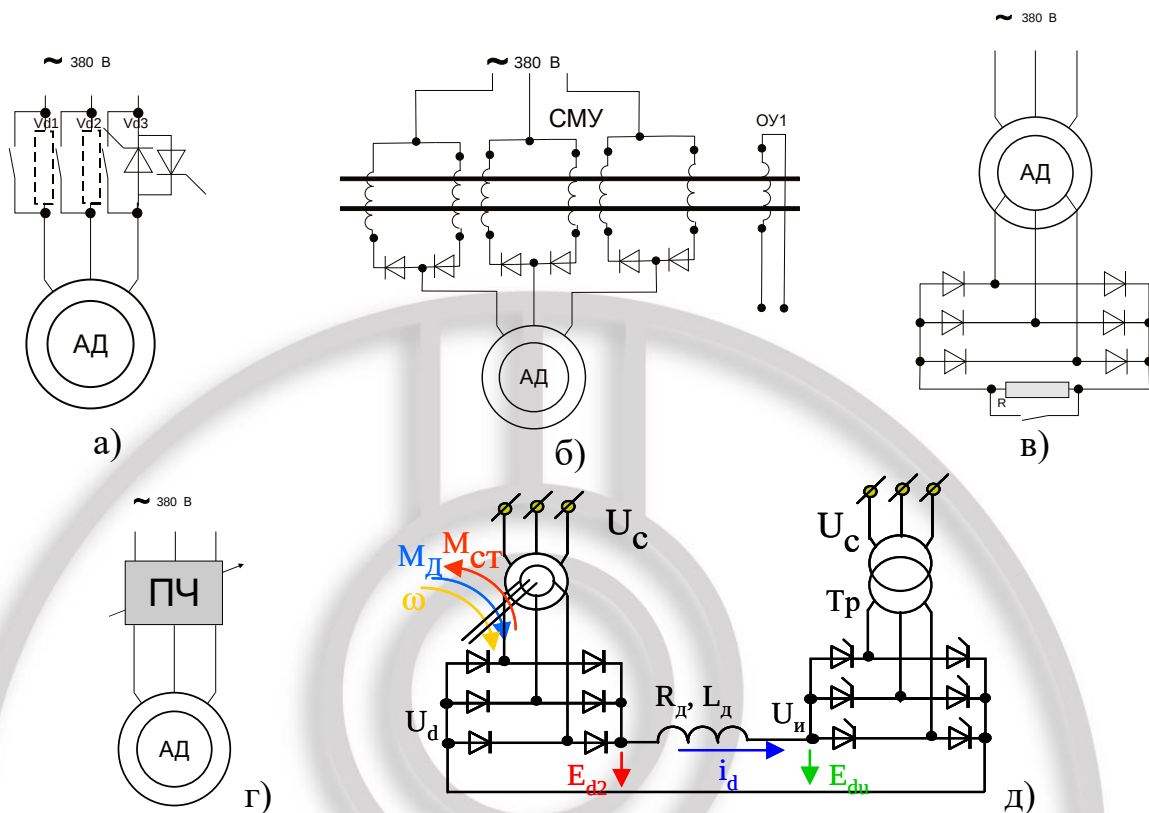


Рис. 7.65. Схеми регулювання електропривода насосних установок

Для електроприводів потужності від сотень тисяч ват знаходять застосування каскадні варіанти регулювання швидкості (рис. 7.65,д), у яких втрати ковзання частково повертаються у мережу живлення або на вал приводного двигуна, що рухає робочу машину.

При діапазонах регулювання $D > 2$ та високих вимогах до жорсткості механічних характеристик електропривода слід залучати перспективну схему транзисторний перетворювач частоти - асинхронний двигун (ПЧ-АД с КЗ) (рис. 7.65,г). Головною перевагою її є можливість керування швидкістю із режимами економії енергоресурсу, недолік – відносно висока початкова вартість системи керування. Зважаючи на те, що час окупності обладнання керування становить не більше двох років, задекларований недолік може вважатись несуттєвим.

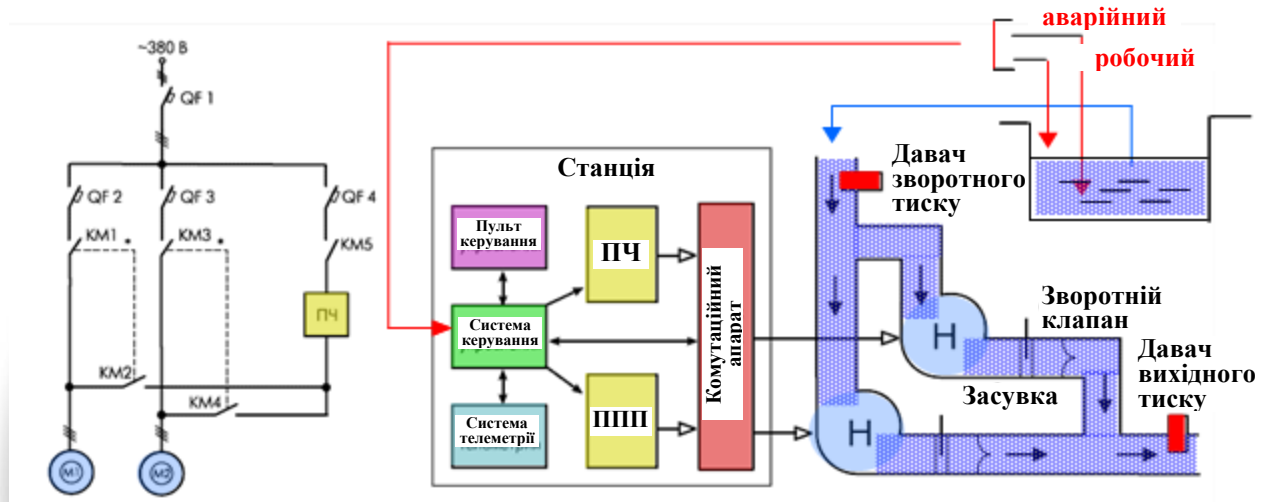
Висновок: найбільш ефективною системою регулювання швидкості АД насосних установок може вважатись система перетворювач частоти АД. При цьому зміна частоти обертів насосів має сенс тільки до величини напору статичної величини, так як подальше його пониження не урівноважить статичне навантаження водовідливної мережі.

Функції автоматичної системи регулювання

Згідно вимог будівельних норм та правил (БНіП) насосні станції усіх призначень повинні проектуватись з управлінням без постійного обслуговуючого персоналу: *автоматичні* – у залежності від технологічних параметрів (рівня води

у водозбірнику, тиску або втрат у мережі); *дистанційні (телемеханічним)*; *місцеве* – з періодичним відвідуванням персоналу із пункту управління передачі необхідних сигналів на пункт управління або на пункт з постійною присутності обслуговуючого персоналу.

Автоматичне управління електроприводом здійснюється в залежності від тиску у контрольних точках мережі, витрат води та її рівня у резервуарах. В системах автоматичного управління насосних станцій (рис. 7.66) слід передбачати



ПЧ – перетворювач частоти; ППП – пристрій плавного пуску

Рис. 7.66. Спрощена структурно-функціональна схема насосної станції

зміну тиску у напірних водоводах та у кожному насосному агрегаті, витрат води, а також контроль рівня води у дренажних напрямках, температури підшипників агрегатів (за необхідністю), аварійного рівня затоплення. При потужності насоса у 100 кВт і більше необхідно передбачити періодичне визначення ККД з похибкою не гірше 3%.

Вимоги до системи управління. Слід виділити наступні показники якості, що пред'являються до систем управління електроприводом насосного агрегата: максимальна точність і ККД системи; мінімальна вартість і габарити.

7.7. Конвеєрний транспорт

Загальні відомості. Конвеєр – транспортна машина безперервної дії для переміщення сипучих, кускових або штучних вантажів. Їх найбільш доцільно класифікувати за принципом дії, конструктивними ознаками, типом тягового та вантажно несучого органу, родом переміщуваного вантажу, призначенням і галуззю використання.

Конвеєри є складовою і невід'ємною частиною сучасного технологічного процесу, вони встановлюють і регулюють темп виробництва, забезпечують його

ритмічність, сприяють підвищенню продуктивності праці та збільшенню випуску готової продукції. Поряд з виконанням транспортно-технологічних функцій конвеєри є основним засобом комплексної механізації й автоматизації навантажувально-розвантажувальних та складських операцій.

Тісний зв'язок транспортних машин із загальним технологічним процесом виробництва обумовлює високу відповідальність їх роботи та призначення. Тому конвеєри повинні бути надійними (безвідмовними), міцними, зручними у експлуатації та спроможними працювати в автоматичних режимах.

Конструктивні особливості

Стрічкові конвеєри отримали розповсюдження у промисловості, зокрема й у гірничо-металургійній. Їх конструкцію можна вважати базовою для будь-яких інших систем безперервного транспорту. Розглянемо конструктивні особливості на прикладі рис. 7.67. До складу механізму такого типу традиційно входять:

1 – пристрій механічної передачі (редуктор); 2 – барабан привідної станції; 3 – транспортна стрічка; 4 – барабан натяжної станції; 5 – механізм натягнення стрічки; 6 – зворотні підтримувальні ролики; 7 – став конвеєра; 8 – привідний двигун. Зазвичай зворотні опори досить віддалено монтують одна від одної у нижній частині ставу, а форма їх роликів має прямий профіль. На відміну від зворотних несучі роликкоопори мають більш різноманітні профілі, а монтаж їх на ставі здійснюється більш щільно (рис. 7.68). Пояснення цьому – значне їх завантаження переміщуваним матеріалом та вагою самої несучої стрічки.

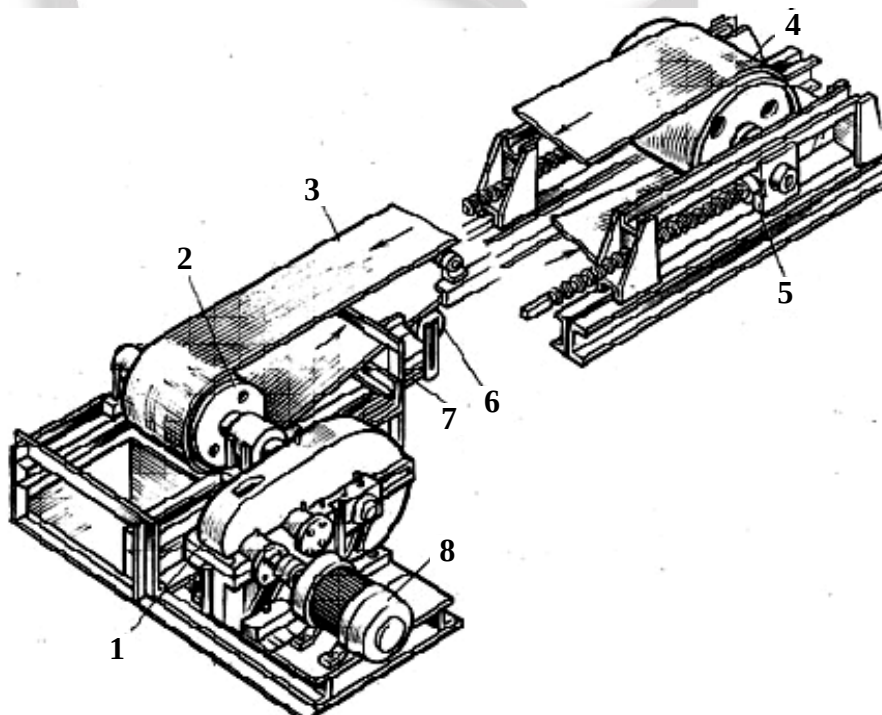


Рис. 7.67. Конструкція стрічкового конвеєра

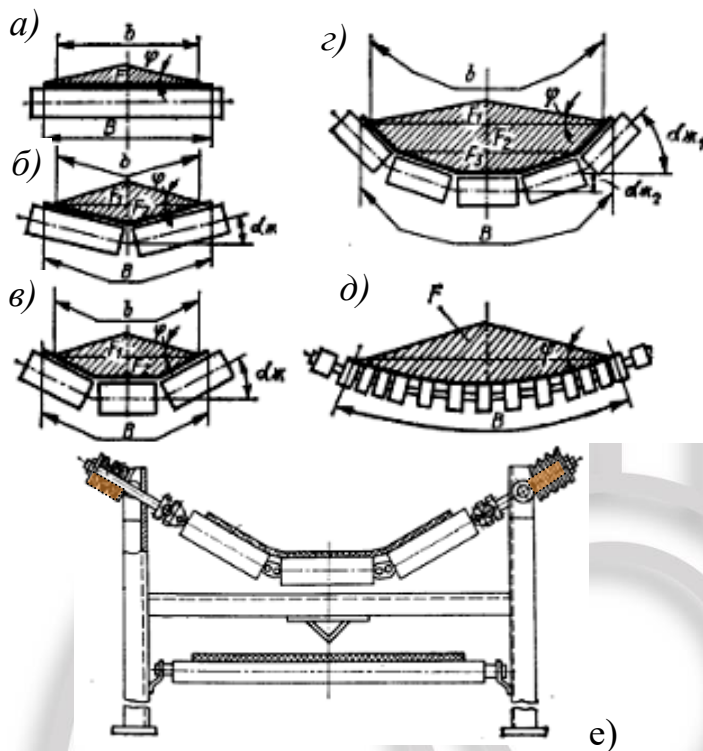
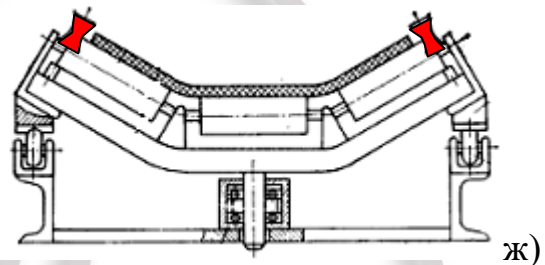


Рис. 7.68. Типи роликоопор

- а) – пряма зворотна;
- б) – кутова несуча;
- в) – трапецієвидна несуча;
- г) – сферична роликова несуча;
- д) – сферична дискова несуча;
- е) – демпферні несучі;
- ж) – направляючі несучі.



Умови роботи стрічкових конвеєрів у зоні їх завантаження (бункера) мають складний характер. Безперервне ударне зусилля, яке виникає внаслідок падіння важких грудок мінеральної сировини на звичайні несучі роликоопори, може призвести до їх швидкого виходу із ладу. Тому у цих випадках звичайні роликоопори замінюють на демпферні (рис. 7.68,е), які мають компенсуючі пружинні амортизатори 3.

Особливості роботи конвеєрної стрічки допускають можливість її сходу з привідного або натяжного барабанів. Така обставина може виникати при неточному ортогональному монтажі барабанів до лінії руху стрічки. Підтримка працездатності конвеєра у промислових умовах забезпечується завдяки направляючим роликоопорам (рис. 7.68,ж).

Режими та вимоги до електроприводу

Первинний аналіз умов та технології роботи механізмів безперервного транспорту надають можливість сформулювати наступні вимоги до їх приводу:

1. Конвеєрний транспорт характеризується тривалим режимом роботи і нечастими пусками. Тому шляхом збільшення часу пуску можливо суттєво зменшити динаміку механізму за одночасного збереження продуктивності.

2. Унаслідок незмінності напрямку руху стрічки управління електроприводом конвеєрної установки виконують за нереверсивною схемою.

3. Електроприводу механізмів такого типу притаманні важкі умови пуску, що може бути обумовлено наявністю вантажу транспортування на стрічці внаслідок штатної або нештатної зупинки.

4. Поточне завантаження конвеєрів залежить від видобутку корисних копалин на забойних ділянках. Як наслідок, механізми конвеєра, які вибрані

виходячи з максимальної продуктивності, стають недовантаженими. Покращати енергетику транспортної системи можливо за допомогою регулювання швидкості тягового органу у функції вантажного потоку.

5. Конвеєр – це електромеханічна система з пружним тяговим органом та розподіленими параметрами. Тобто наявність пружності може стати причиною порушення умови відсутності проковзування у гілках тягового органу через виникнення коливальних процесів при зміні натягнення. Результат ковзання стрічки – прискорений знос, який у конвеєрів великої потужності є вартісним елементом. Усунення цього явища – пуск довгих конвеєрних ліній на пониженій швидкості із наступним плавним розгоном до номінальної.

6. У потужних конвеєрів потрібне тягове зусилля не завжди може бути забезпечене одним приводом. Тому для них застосовують привод, який складається із декількох двигунів. У цьому випадку проблема рівномірного розподілу навантажень між ними і усунення проковзування стрічки гарантується за допомогою вирівнювання жорсткості механічних характеристик двигунів, які працюють на загальну систему.

Методи вирівнювання навантажень та регулювання швидкості

У залежності від умов роботи конвеєри можуть бути обладнані від 1 до 5 двигунів. Промислово-виготовлені двигуни навіть одної серії мають різні механічні характеристики. Так, відрізки [OA], [OB] (рис. 7.69) відповідають приводу з двома двигунами, де перший відображає перевантаженість, а другий – недовантаженість електричних машин. Стандартами допускається 20% розбіжність характеристик двигунів. Для запропонованого прикладу розподіл моментів має вигляд

$$M_1 = \frac{2M_{ном} s_{ном2}}{s_{ном1} + s_{ном2}}; \quad (7.50)$$

$$M_2 = \frac{2M_{ном} s_{ном1}}{s_{ном1} + s_{ном2}},$$

де їх відношення, демонструє розбіжність характеристик

$$\frac{M_1}{M_2} = \frac{s_{ном2}}{s_{ном1}}. \quad (7.51)$$

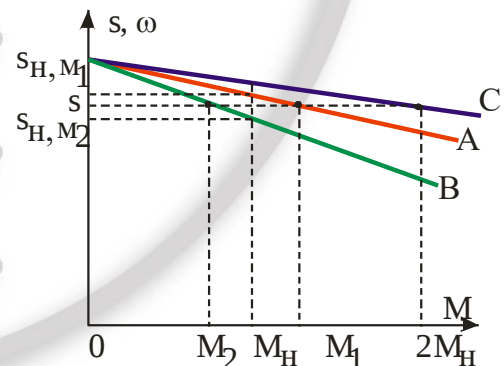


Рис. 7.69. Кінематика та механічні характеристики

Сучасні способи збалансування завантаження окремих двигунів групового привода, що працюють на один механізм, включають механічні та електричні методи. Серед механічних слід назвати використання керованих з'єднувальних муфт. Це можуть бути порошкові та фрикційні конструкції, які забезпечують

регулювання передачі моменту шляхом безпосереднього контакту поверхонь з'єднання. Недоліком системи є неможливість тривалий час підтримувати балансування через значне виділення тепла та значний знос їх робочих поверхонь.

Позбавити муфти перелічених недоліків дозволяють безконтактні, у механічному розумінні, гідравлічні та електромагнітні муфти. Передача обертового моменту у гідравлічних муфтах здійснюється за рахунок рівня мастила у картері. Головним і суттєвим недоліком таких пристроїв є мала швидкодія, яка пов'язана із нешвидким процесом перекачування мастила, підтікання мастильних магістралей у місцях з'єднань та старіння мастила при значних передатних зусиллях через високу робочу температуру.

На відміну від попередньої електромагнітної муфти мають досить високу швидкодію. Їх конструкція схожа на конструкцію синхронного двигуна. При цьому пружність з'єднання регулюється напругою на обмотці збудження. Тобто, пружність висока за більшого і менша за меншого значення напруги збудження. Суттєвим недоліком такої системи є досить великі габарити, які зрівнянні з габаритами самого двигуна.

Електричні способи можуть будуватись на системах автоматичного управління із використанням відповідних методів отримання штучних характеристик двигунів. Так, на рис. 7.70 зображений параметричний спосіб регулювання швидкості, який досягається за рахунок регулювання напруги на вхідних клеммах двигуна. Його регулювання досягається при широтно-імпульсній зміні параметру опору R_d .

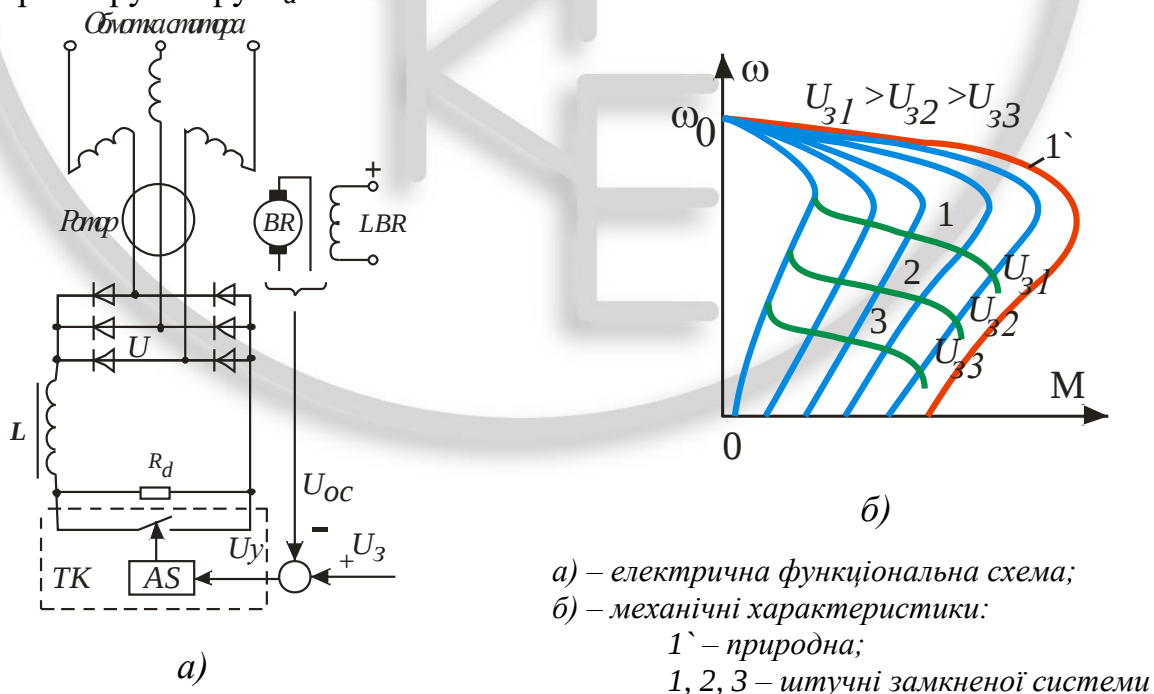


Рис. 7.70. Параметричний спосіб регулювання швидкості АД

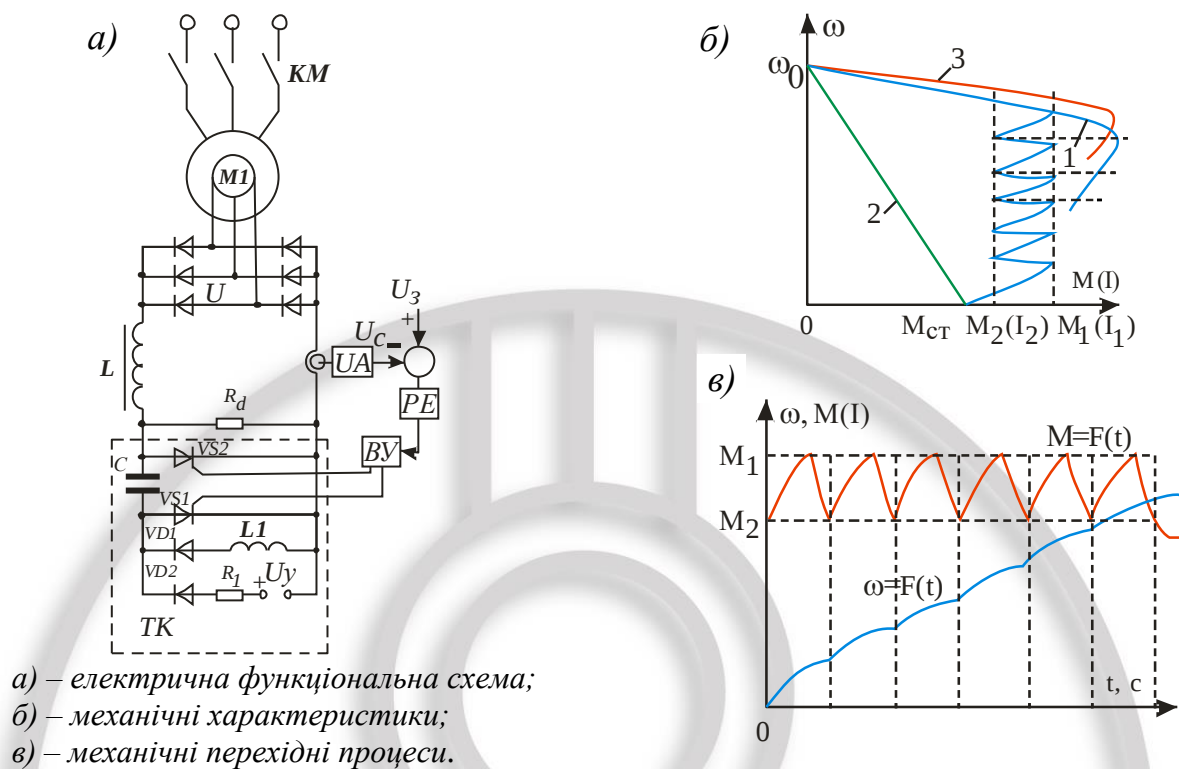


Рис. 7.71. Реостатне регулювання швидкості АД

У випадку експлуатації асинхронного двигуна із фазним ротором припустимий реостатний спосіб, який обмежує струм ротора і завдяки чому отримуються штучні характеристики (рис. 7.71.).

На даний час широке розповсюдження отримали пристрої плавного пуску (ППП), у ряді модифікацій яких закладені також функції гальмування (рис. 7.72).

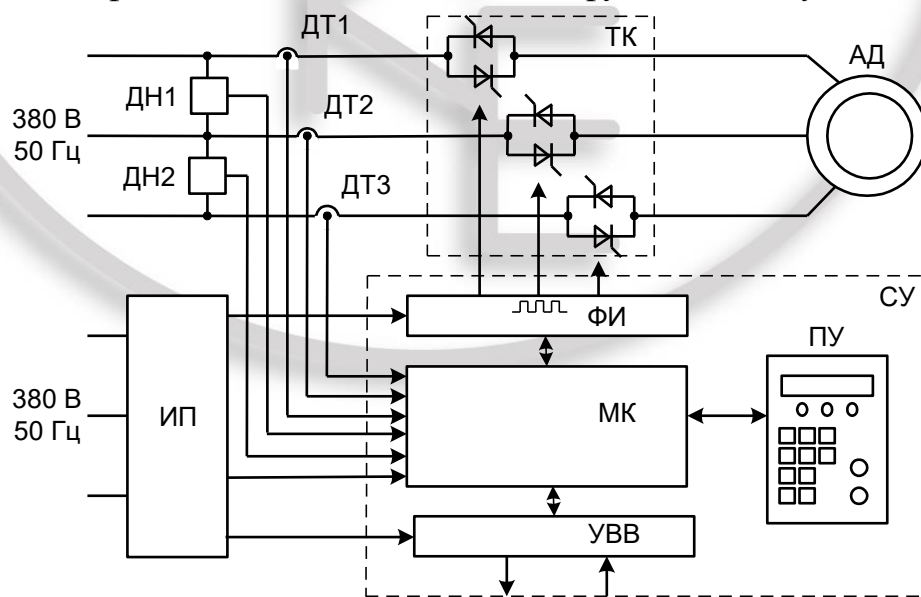


Рис. 7.72. Схема електрична функціональна ППП

Конструкція ППП має такі складові: **ТК** – тиристорний комутатор; **АД** – асинхронний електродвигун; **СУ** – система управління, яка включає у себе формувач керуючих імпульсів; **ФИ** – драйвери, що служать для управління тиристорами, а також гальванічного розділення силових кіл і кіл управління; **МК** – мікроконтролер; **УВВ** – пристрій вводу-виводу; **ПУ** – пульт управління; **ИП** – джерело живлення; **ДТ1, ДТ2, ДТ3** – давачі струму, що призначені для контролю, регулювання пускового струму та захисту від струмів перевантаження та КЗ; **ДН1, ДН2** – давачі захисту від неприпустимого перевищення і зниження напруги та регулювання напруги на статорі асинхронного двигуна.

Перевагою ППП у порівнянні з традиційними способами пуску є надання користувачу широких можливостей програмними засобами здійснювати налагодження пристрою для конкретного використання. Ці можливості забезпечуються значним діапазоном регулювання параметрів діаграми зміни напруги на клеммах статора двигуна і вибором способу управління.

Завдяки ППП можуть бути реалізовані наступні способи управління: напругою на клеммах статора, струмом та моментом двигуна.

Управління напругою забезпечує плавний пуск двигуна, хоча струм і момент двигуна за такого способу не контролюється. Оскільки у цьому випадку зворотного зв'язку за струмом і контролю моменту двигуна не здійснюється, процес пуску може супроводжуватись значним кидком струму (рис. 7.73,а). Тому даний спосіб управління не може бути залучений для електроприводів з важкими умовами пуску.

Призначення способу управління струмом – обмеження пускового струму на рівні, що не перевищує допустимий. При цьому процес регулювання передбачає зміну напруги на клеммах статора так, щоб протягом переважного терміну пуску струм двигуна підтримувався постійним (рис. 7.73,б). Рівень обмеження пускового струму є основним параметром і може встановлюватись користувачем у залежності від конкретного застосування.

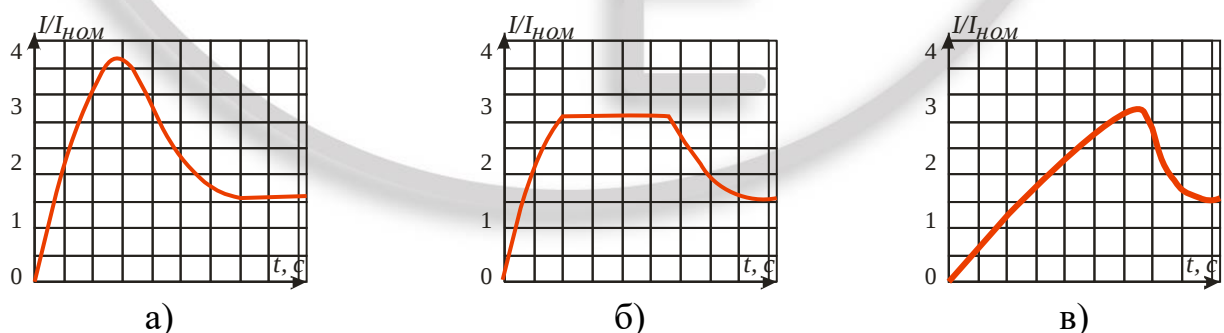


Рис. 7.73. Струм пуску привода від ППП за регулювання

а) – напруги статора; б) – струму; в) – моменту двигуна

Спосіб управління пусковим моментом є найбільш досконалим. У цьому випадку ППП відслідковує задане значення моменту за одночасного прагнення до мінімального струму двигуна (рис. 7.73,в). Така система управління реалізує

лінійний графік зміни швидкості, тобто здійснює пуск з постійним прискоренням.

Традиційні релейно-контакторні схеми і пристрої плавного пуску вирішують питання забезпечення пускових процесів конвеєрних установок. Для реалізації інших вимог до конвеєрних установок, таких, як регулювання швидкості стрічки у функції вантажного потоку або обмеження динамічних навантажень, потребують застосування регульованого електропривода. У сучасних умовах найбільшими перспективами володіють частотно-регульовані електроприводи з асинхронними та синхронними двигунами.

Синхронний частотно-регульований електропривод виконується на базі високовольтних перетворювачів частоти з вихідною напругою в 6 та 10 кВ. Асинхронний частотно-регульований електропривод будується з перетворювачем частоти вітчизняних та закордонних виробників на напругу 0,4; 0,69; 1,19; 3,0 (3,3); 6,0 (6,3; 6,6); 10,0 (10,5) кВ для двигунів відповідного живлення. Низьковольтні регульовані приводи (рис. 7.74) будують з наявністю ланки постійного струму, до складу якої включають некерований випрямляч постійного струму та LC фільтр (LR , CD). Призначення останнього – фільтрація пульсацій випрямлених напруги та струму. Робота нахильних конвеєрів передбачає гальмівні режими роботи. Тому у схемі (рис. 7.74) передбачена гілка $VT1$, VD , RB , що реалізує режим динамічного гальмування. Вихідна частина перетворювача реалізована у вигляді автономного перетворювача частоти, управління яким здійснюється сигналами з мікроконтролера через узгоджуючі драйвери LD .

Захист та обмеження схеми керування електроприводом контролюється за допомогою давачів напруги та струму.

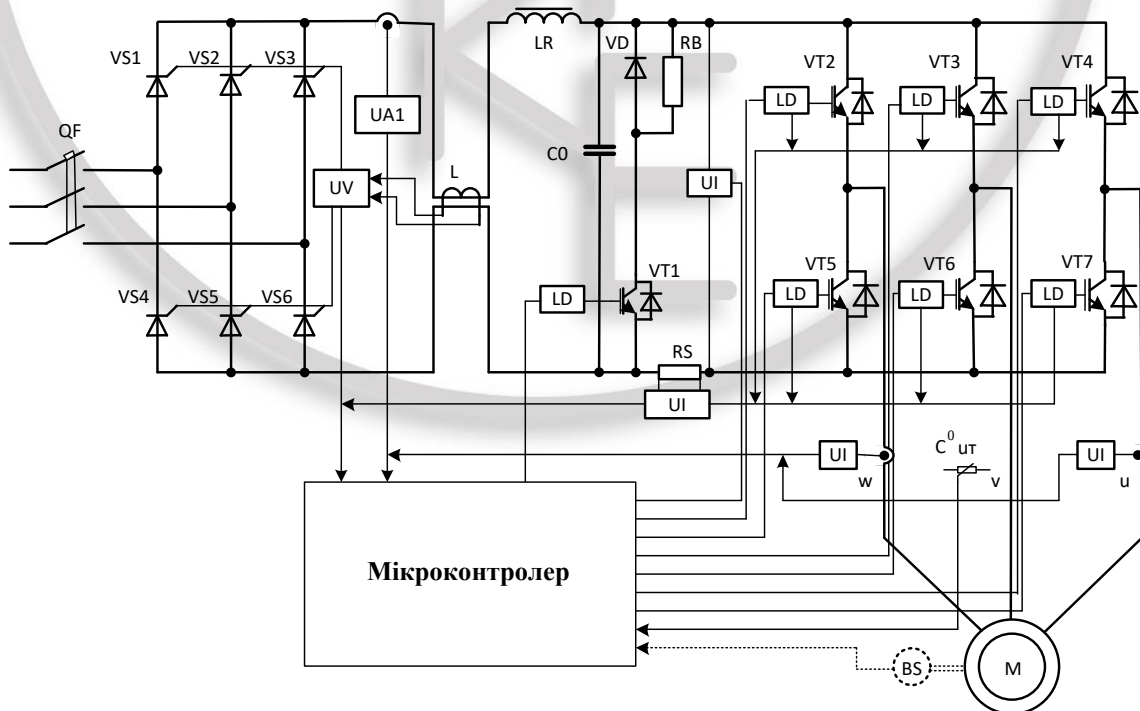


Рис. 7.74. Схема частотно регульованого АД приводу

Розрахунок потужності конвеєрного двигуна

У класичному вигляді потужність конвеєра із горизонтально розташованим ставом визначається статичним зусиллям, до складу якого входять сила тертя між стрічкою, підтримуючими роликоопрами та привідним і натяжним барабанами, а також вагою стрічки та вантажу на ній. Крім того на величину потужності впливає задане значення швидкості руху стрічки.

$$P = k_3 \frac{F_c V_p}{\eta_p}, \quad (7.52)$$

де k_3 – коефіцієнт запасу, що враховує похибку розрахунку сил опору; V_p – робоча швидкість тягового органу; F_c – зусилля опору; η_p – ККД редуктора приводу. У перехідних режимах виникають додаткові динамічні складові тягового зусилля, які залежать від маси m рушійних частин конвеєра та їх прискорення a :

$$F = F_c + F_\partial; \quad F_\partial = ma, \quad (7.53)$$

де $m = m_n + \frac{J_{\partial\partial} i^2 + J_\partial}{R_\partial^2}$ – маса системи; i – передатне відношення редуктора;

$J_{\partial\partial}, J_\partial$ – моменти інерції двигуна та привідного барабану; R_∂^2 – радіус привідного барабану.

Повне тягове зусилля визначає необхідну перевантажувальну здатність привода конвеєрної установки

$$\lambda \geq \frac{M_{\max}}{M_{\text{ном}}} = \frac{F}{k_3 F_c}. \quad (7.54)$$

У випадку групового застосування електропривода потужність кожного може розраховуватись за рівнем натягу стрічки на збігаючий S_2 та набігаючий S_1 гілках (рис. 7.75), які виникають навколо привідних барабанів (червоним кольором

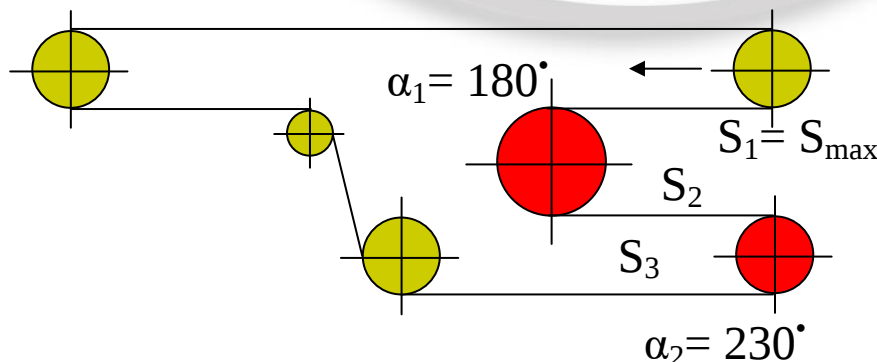


Рис. 7.75. Кінематична схема групового привода конвеєра

позначені привідні, гирчичним – підтримуючі та натяжні барабани). При цьому загальна потужність дорівнює

$$P = k_3 \frac{S_{\max} V_p}{\eta_p} (e^{\mu\alpha} - 1), \quad (7.55)$$

а індивідуальна кожного двигуна відповідно

$$P_1 = k_3 \frac{(S_{\max} - S_2) V_p}{\eta_p} (e^{\mu\alpha} - 1); \quad P_2 = k_3 \frac{(S_2 - S_3) V_p}{\eta_p} (e^{\mu\alpha} - 1), \quad (7.56)$$

де величина передатного зусилля залежить від кута α обхвату барабану тяговим органом, коефіцієнту тертя μ між ними та величин натягнень набігаючої $S_{\text{нб}}$ та збігаючої $S_{\text{сб}}$ гілок. Умова відсутності ковзання тягового органа визначається формулою Л. Ейлера

$$S_{\text{нб}} \leq S_{\text{сб}} e^{\mu\alpha}. \quad (7.57)$$

Тоді максимальне тягове зусилля, яке може бути передано без ковзання визначається

$$F_{\max} = S_{\text{нб max}} - S_{\text{сб}} \leq S_{\text{сб}} (e^{\mu\alpha} - 1) \quad (7.58)$$

7.8. Механізми рудопідготовки

Класифікація

Технологічний процес переробки корисних копалин передбачає виконання низки операцій – дробіння-подрібнення, класифікація, сепарація, дешламація, фільтрація. Найбільш енергоємним із них є процес дробіння-подрібнення. Як наслідок, обладнання цього типу комплектується електроприводом потужності від декількох сотень до декількох тисяч кіловат. Найбільш широко розповсюджені дробарно-подрібнювальні установки класифікують наступним чином:

- **щоківі дробарки**, дробіння в яких відбувається за впливу на завантажений матеріал періодичним натисканням рухомої щокви (рис. 7.76,а);
- **гіраційні конусні дробарки**, процес дробіння в яких здійснюється безпосереднім роздавлюванням вхідної породи обертовим усіченим ексцентрично встановленим конусом (рис. 7.76,б);
- **валкові дробарки**, де дробіння здійснюється шляхом втягнення матеріалу між обертовими валками (рис. 7.76,в);
- **кульові або стрижневі млини**, сировина в яких подрібнюється тертям, дробінням ударом та роздавлюванням при русі тіл подрібнення (рис. 7.76,г).

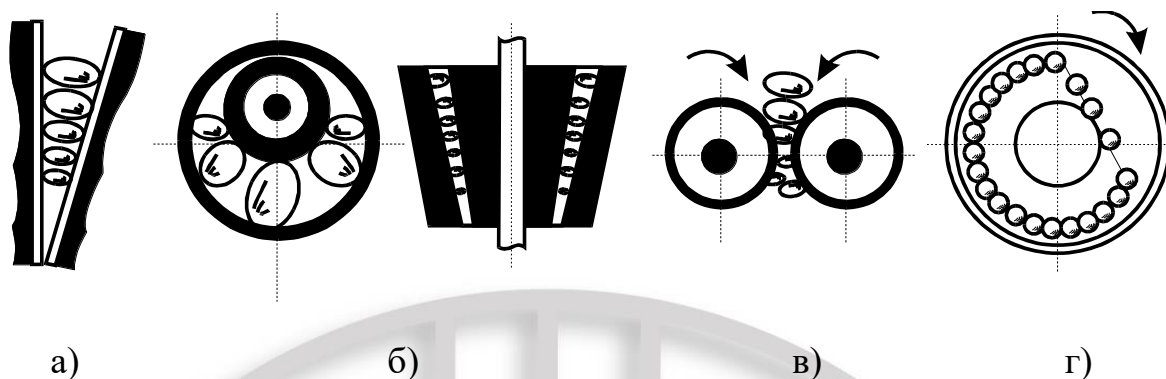


Рис. 7.76. Конструкції подрібнювальних машин

Вимоги до електропривода

До основних чинників, що впливають на вибір системи електропривода, відносять такі:

1. *Характер навантаження та закон його зміни* – забезпечення потрібних пускових властивостей та обмежень сталого режиму електроприводу за роботи системи на постійне, ударне або періодично-змінне навантаження.

2. *Номінальна швидкість двигуна*. Вибір номінальної частоти обертання привода слід здійснювати із врахуванням швидкості руху механізму та способу його передачі. Для нерегульованого електропривода вибір редукторної або безредукторної схеми кінематики визначається порівнянням приведених затрат варіантів. Для механізмів із частим пуском та гальмуванням регулювання швидкості може суттєво знизити кінетичну енергію рухомих частин електропривода. Наслідок – скорочений час перехідних процесів і знижена динаміка механізмів робочої машини.

3. *Раціональний вибір потужності електропривода робочої машини*. Слід пам'ятати, що вага, габарити та вартість електричної машини визначається не потужністю, а моментом.

4. *Необхідність реверсування електропривода*. Вимога реверсування найбільш суттєво впливає на конструкцію та вартість системи тиристорних перетворювачів.

5. *Необхідність регулювання швидкості та показники керування*: діапазон регулювання, плавність, точність підтримки заданих значень швидкості, вимоги до швидкодії та показники якості перехідних процесів при регулюванні і стабілізації швидкості.

6. *Характер умов роботи електричного обладнання*: вологість, запиленість та температура у робочих приміщеннях. Ця група чинників визначає особливості конструктивного виконання електрообладнання, зокрема, спосіб його захисту від впливу навколишнього середовища. У заданих виробничих умовах та у багатьох випадках виявляється можливим винести апаратуру управління в окремі приміщення, де забезпечуються нормальні і безпечні умови експлуатації.

7. *Характеристики електричних мереж*, які живлять дану установку. Сюди

відносять: потужність короткого замикання, яка визначає можливості пуску та самозапуску потужних двигунів, наявність мережної автоматики (АПВ і АВР) та тривалість її вимикання при виникненні аварійних ситуацій.

Привод щоккових дробарок

Розглянемо кінематичну схему дробарки. До її складу входить (рис. 7.77,а): 1, 2 – нерухома та рухома щока; 3 і 4 – розпірні важелі; 5 – опорна плита; 6 – шатун руху; 7 – ексцентриковий привідний вал; 8 – шарнір.

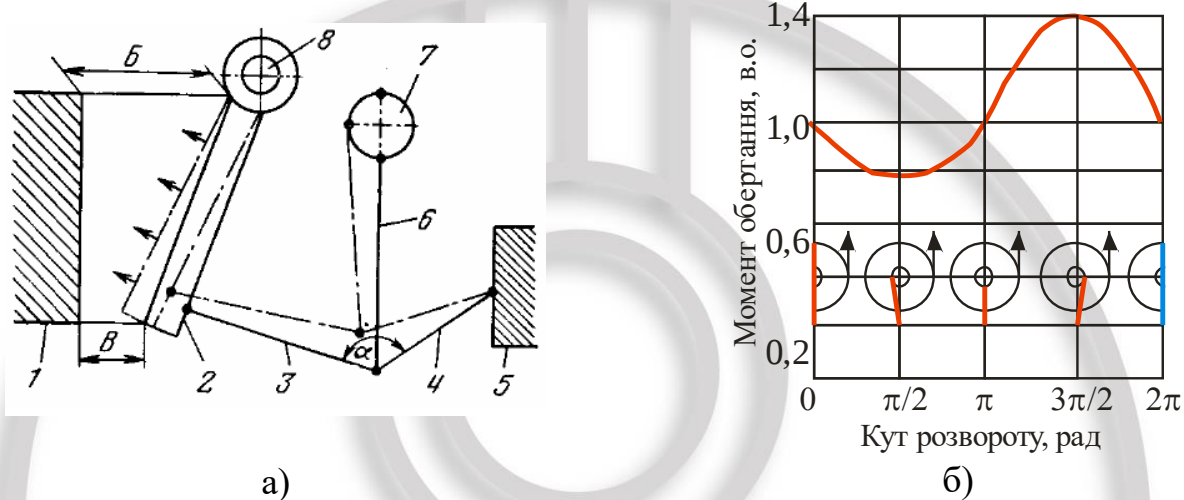


Рис. 7.77. Конструкція і діаграма моменту опору щоккової дробарки

Як згадувалось раніше, принцип подрібнення у щоккових дробарках передбачає періодичний рух коливальної щоки 2, що закріплена на шарнірі 8. Рушієм її є система важелів 3, 4 та шатун 6. Така кінематика та ексцентриковий привод роблять конструкцію такою, що характеризується змінним навантаженням. Аналізуючи залежність рис. 7.77,б) бачимо що, при куті повороту у 90° за напрямом обертання, рахуючи від крайнього верхнього положення, момент опору механізму відповідає мінімальному значенню, а при куті 270° – максимальному. Як наслідок, навантаження приводу дробарки відрізняються нерівномірністю, що викликано як циклічністю роботи, так і нерівномірністю подачі матеріалу. Особливо це властиво дробаркам крупного дробіння.

Вирівнювання навантаження приводу виконують за рахунок маховика на ексцентриковому валу 7.

Для дробарок крупного дробіння окремі піки навантаження перевищують середній у 2-3 рази, а холостого ходу майже у 5 разів. У дробарки середнього та мілкового дробіння матеріал поступає після попередньої класифікації за розміром і значно більш рівномірно. Тому у дробарок середнього дробіння максимальні навантаження перевищують середнє не більше, ніж на 40%, а у дробарок мілкового дробіння – на 5%.

Наявність великих мас рухомих частин, робить умови пуску дробарок крупного дробіння важкими. Для гарантованого розгону приводу дробарок застосовують асинхронні двигуни з фазним ротором, які при реостатному пуску

дозволяють підтримувати момент, близький до максимального моменту двигуна.

Теоретична потужність щокрової дробарки визначається:

$$P = \frac{\omega A \sigma^2 (B^2 - B^2)}{24300 E \eta}, \text{ кВт}, \quad (7.59)$$

де ω – швидкість ексцентрикового валу, с^{-1} ; A – довжина розвантажувальної щілини, м; σ – тимчасовий опір подрібнюваного матеріалу тиску, Н/м^2 ; B і B – ширина завантажувального отвору та розвантажувальної щілини (див. рис.7.77), м; E – модуль пружності матеріалу, Н/м^2 ; η – ККД дробарки і передачі, який дорівнює 0,6...0,7.

Для орієнтовних розрахунків можливо користуватись емпіричною формулою, яку запропоновано Д.І. Береновим

$$P = k L B, \text{ кВт}, \quad (7.60)$$

де L і B – довжина та ширина завантажувального отвору, м; k – розрахунковий коефіцієнт. Для дробарок габаритів менших за 250×400 – $k=167$; від 250×400 до 900×1200 – $k=100$; для більших габаритів за 900×1200 – $k=83$.

Наявність кінематики з реалізацією поступального ходу, як правило, створює для привода ускладненні умови пуску. Забезпечити гарантований пуск вдається за підвищення розрахункової потужності двигуна у 2-3 рази. Інший спосіб полегшення умов пуску – попереднє встановлення рухомої щоки у найбільш сприятливе для пуску положення. Таким положенням є поворот ексцентрикового валу на 15° за „мертву” точку, яка відповідає самому верхньому положенню шатуна. У цьому випадку щока знаходиться у верхньому положенні, і її вага сприяє розгону дробарки, а поворот робочого органу у пускове положення здійснюється спеціальним поворотним пристроєм.

Завищена потужність двигуна за пускових умов призводить до того, що у сталому режимі двигун виявляється недовантаженим. Це знижує його енергетичні показники. Збільшити завантаження двигуна можливо шляхом застосування двох двигунів з відношенням потужності від 1:1,5 до 1:2. Двигун меншої потужності використовується для тривалої роботи, а пуск здійснюється при роботі обох двигунів.

Зменшення необхідної для пуску дробарок потужності двигунів можливо досягти також шляхом застосування гідравлічних, електромагнітних або фрикційних муфт. Для цього щокрові дробарки типорозмірів 900×1200 , 1200×1500 , 1500×2100 наділяють механізмом ступеневого пуску. За допомогою фрикційної муфти з гідравлічним керуванням (рис. 7.78) здійснюється послідовний розгін махових мас. Алгоритм її управління передбачає: пуск двигуна із шківом 1; затискання фрикційної муфти 2 і розгін ексцентрикового валу дробарки (3); затиснення фрикційної муфти 4 і розгін маховика 5.

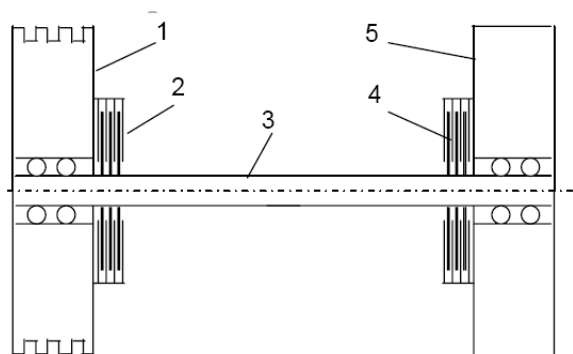


Рис. 7.78. Фрикційна муфта з послідовним розгоном махових мас

Таким чином, одночасно розганяється тільки частина махових мас, що знижує загальне навантаження двигуна.

Підвищення ефективності використання махових мас може досягатися:

- збільшенням моменту інерції, що тягне зростання габаритів і маси маховика, а це відповідно погіршує пускові властивості електропривода;

- збільшенням швидкості обертання – погіршує динаміку системи та підвищує втрати тертя. Розміщення маховика на швидкохідному валу двигуна зменшує його момент інерції з одночасним вирівнюванням навантажень тільки електродвигуна. За такої схеми пружна передача привода буде піддаватися великим динамічним перевантаженням.

- пониженням жорсткості механічної характеристики двигуна, що при одній і тій же зміні навантаження дають збільшення перепаду швидкості.

Зазвичай номінальне ковзання асинхронних двигунів з фазним ротором становить 1,5-3%. У випадку увімкнення додаткового резистора незмінного опору у роторне коло механічна характеристика пом'якшується, що дозволяє більш ефективно використовувати енергією запасену у маховику за короткочасних перевантажень.

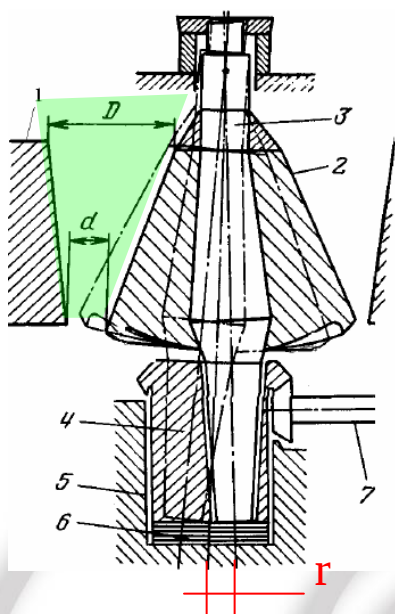
Для дробарок середнього та мілкового дробіння, що мають більш рівномірний графік навантаження, не вимагається установка важких маховиків. Відповідно умови пуску в них значно легші, у порівнянні з дробарками крупного дробіння. Як наслідок, це дозволяє застосовувати у якості їх привода асинхронні короткозамкнені двигуни.

Привод конусних дробарок

Електропривод конусних дробарок, на відміну від шоківих, має більш рівномірний характер навантаження, що пов'язано з безперервністю процесу дробіння. Проте деяка нерівномірність навантаження все ж таки залишається, що пояснюється порційністю подачею вхідного матеріалу.

Дробарки крупного дробіння досить часто завантажують безпосередньо із транспортних засобів без проміжних бункерів та живильників, що відповідно визначає періодичність подачі матеріалу за кількістю та розміром подрібнюваних часток.

Традиційна конструкція конусних дробарок має вигляд, що зображений на рис.7.79. Ексцентрично розташований рухомий конус 2 при обертанні у



- 1 – нерухомий конус; 2 – рухомий конус;
 3 – вал рухомого конуса; 4 – вал-ексцентрика
 нижнього кінця рухомого конусу;
 5 – вертикальний підшипник вал-ексцентрика;
 6 – опорний підп'ятник; 7 – привід.

Рис. 7.79. Конструкція конусної дробарки

нерухомому 1 змінює розмір робочої щілини (дистанції D і d), за рахунок чого здійснюється дробіння вхідного матеріалу методом роздавлювання. Рух робочому органу 2 передається з валу 7 через конічну шестерню вертикального підшипника, що тримається на опорному підп'ятнику 6. Подача сировини здійснюється крізь отвір D , а готова фракція висипається через отвір d . Зрозуміло, що після дробіння не вся отримана сировина є потрібного розміру. Тому для виділення готового при виході з дробарки пропускають через грохот. При цьому крупні фракції над решітками грохоту повертають на додрібнення.

Для подолання перевантажень конус дробіння повинен володіти значною інерцією. Тому потужність двигуна також, як і у випадку шокових дробарок, визначається за умови пуску. Наявність великих мас і значне тертя роблять умови пуску важкими. Крім того, при заклинюванні шматків матеріалу дробіння виникає необхідність пуску дробарок під завалом.

Потужність двигуна конусної дробарки традиційно визначається

$$P = \frac{\omega \sigma^2 D_n (D^2 - d^2)}{76300 E \eta}, \text{ кВт}, \quad (7.61)$$

де σ – тимчасовий опір тиску матеріалу дробіння, Н/м²;
 ω – швидкість обертання вертикального валу дробарки, 1/с;
 D_n – діаметр нижнього кола нерухомого конуса, м;
 D, d – ширина завантажувальної та розвантажувальної щілин, м;
 E – модуль пружності Н/м²;
 η – ККД дробарки та передачі.

Професор В.А. Олевський рекомендує визначати потужність двигуна дробарок крупного дробіння за емпіричною формулою

$$P = 36 D^2 r n, \text{ кВт}, \quad (7.62)$$

а для дробарок середнього та мілкового дробіння відповідно

$$P = 0,21 D^2 n, \text{ кВт}, \quad (7.63)$$

де D – діаметр основи рухомого конуса, м; r – ексцентриситет (у площині розвантажувальної щілини рис. 7.79), м; n – число обертів конусу у хвилину.

Беручи до уваги те, що дробарки крупного дробіння мають важкі умови пуску, розрахункову потужність рекомендується підвищити на 30-40%. За такого вибору двигуна потужність холостого ходу може становити 15-20% номінальної, а середня 50-75%. При піковому навантаженні дробарки потужність двигуна приводу може становити 200-300% середньої, тобто 250% номінальної. Для вирівнювання навантаження електропривода у деяких конструкціях дробарок використовують спосіб регулювання шляхом зміни ширини розвантажувальної щілини.

Для дробарок первинного дробіння також, як і для щоккових дробарок користуються асинхронними фазними двигунами із реостатним управлінням пуску.

Покращати техніко-економічні показники електроприводу можливо завдяки установленню двох двигунів однакової потужності. При цьому пуск здійснювати обома двигунами, а за нормальної роботи один із них відключати. При перевантаженні приводу в їх схемах управління передбачається функція автоматичного вмикання другого двигуна. У випадку пуску конусної дробарки під завалом можливо полегшити умови запуску шляхом неодноразового реверсування механізму.

Для приводу дробарок вторинного дробіння характерна значно менша нерівномірність навантаження, ніж у дробарок первинного дробіння. Максимуми навантаження тут також невеликі. Через менші махові маси рухомих частин умови пуску не є важкими, що дає можливість використання асинхронних короткозамкнених двигунів.

Рівномірний характер навантаження приводу конусних дробарок вторинного дробіння дозволяє залучати у якості їх приводу синхронні двигуни, що мають кращі енергетичні показники. Крім того, ці двигуни мають більший повітряний зазор, аніж асинхронні, що забезпечує більшу їх надійність при роботі у запиленому середовищі. А ще для них є характерним більша перевантажувальна спроможність, яка забезпечується за рахунок форсування струму збудження.

Привод валкових та молоткових дробарок

Перевагою валкових дробарок (рис. 7.80,а) є наявність великих махових мас валків та привідних шківів. Це сприяє компенсації ударних навантажень на двигун, але одночасно погіршує його пускові властивості. Унаслідок цього для крупних валкових дробарок застосовують асинхронні двигуни з фазним ротором.

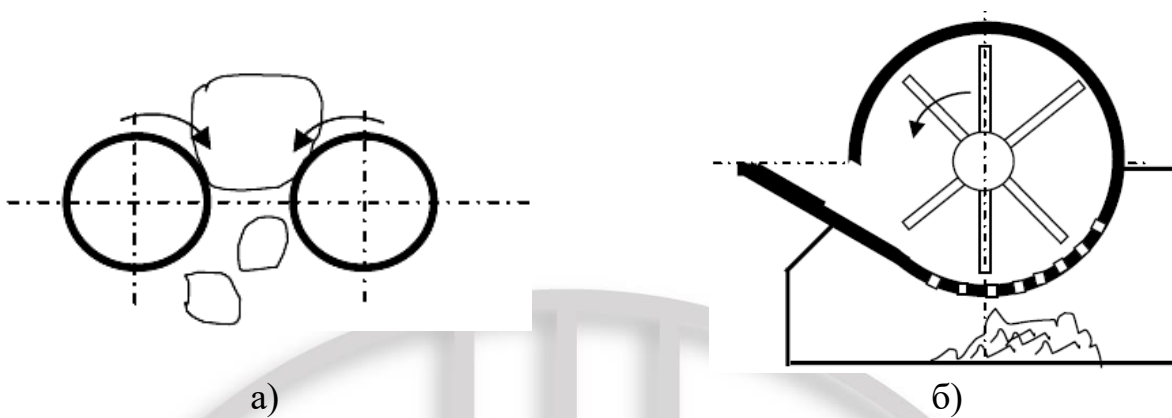


Рис. 7.80. Конструкція дробарок

Задля кращого використання запасеної кінетичної енергії махових мас механізму знижують жорсткість механічної характеристики електропривода, для чого у коло ротора двигуна вмикають додатковий опір.

Традиційно для валкових дробарок середньої продуктивності застосовують асинхронні короткозамкнені двигуни з підвищеним ковзанням. При роботі дробарки під завалом користуються реверсуванням робочих валків, що забезпечує спрощення процесу запуску.

Молоткові дробарки (рис. 7.80,б) також, як і валкові, характеризуються великою механічною інерцією обертових частин. Тому при роботі таких механізмів навантаження електропривода залишається постійним. Зазвичай пуск дробарок здійснюється ухолосту, однак, при цьому її привод повинен розвивати значний динамічний момент, аби подолати опір махових мас. Як наслідок, у потужних молоткових дробарках в якості привода використовують асинхронні двигуни з фазним ротором, а в дробарках середньої продуктивності переважно застосовують асинхронні короткозамкнені двигуни.

Абразивне середовище подрібнення сприяє інтенсивному зносу молотків. Продовжити тривалість міжремонтного періоду роботи механізма можливо за реверсування ротора дробарки. Виходячи з цього, її привід повинен бути реверсивним.

Потужність двигуна може бути визначена за формулою

$$P = (0,1...0,15) i Q, \text{ кВт} \quad (7.64)$$

де i – ступень дробіння; Q – продуктивність, т/час.

Привод барабанних млинів

Відомо, що у період пуску барабанних млинів їх момент опору залежить від кута повороту барабану, а також від рівня тертя у підшипниках. Крім того, момент опору визначається вагою тіл та матеріалом подрібнення. Як слідує із рис. 7.81,а), пусковий момент двигуна повинен бути не нижче 1,4...1,5 номінального для стрижневих млинів і 1,2...1,3 – для кульових млинів. Синхронізація двигуна здійснюється за значення вхідного моменту не нижче 1,1...1,3 номінального.

Барабани млинів мають низьку швидкість обертання (15...40 об/хв), причому чим більше барабан, тим нижче швидкість. Тому для млинів застосовують тихохідні двигуни з номінальною швидкістю обертання ротора у 250, 187, 167, 75 об/хв.

Схеми управління млинами у більшості є схожими зі схемами управління дробарками.

Споживна потужність електропривода млина мало залежить від рудного завантаження і переважно витрачається на підйом тіл подрібнення, а за відсутності сировини відбувається процес їх самоподрібнення. Тому для підвищення економічності роботи і зниження питомої енергоємності виробництва потрібно, щоб млини працювали з максимальною продуктивністю.

Робота привода барабанних млинів характеризується рівномірним навантаженням, унаслідок чого для них застосовують переважно синхронні двигуни. Використання синхронних двигунів великої потужності дозволяє підвищити $\cos\phi$ не тільки на збагачувальних фабриках, а і за необхідності компенсувати споживання реактивної потужності рудників, які входять до складу гірничо-збагачувального комбінату.

Для млинів самоподрібнення регулювання швидкості барабану до 30% вниз від основної дозволяє підвищити продуктивність по готовому концентрату.

Подрібнення в них здійснюють методом удару, стирання або сколу. Це реалізується при швидкості обертання барабану у режимах каскадного, водоспадного або каскадно-водоспадного.

Для барабанних млинів є характерним поняття критичної швидкості, тобто.

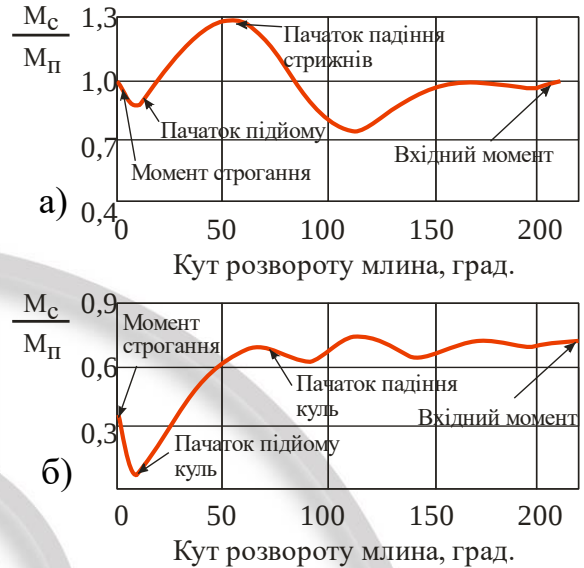


Рис. 7.81. Пусковий момент опору барабанних млинів

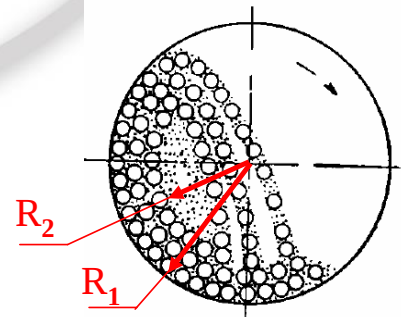


Рис. 7.82. Схема до пояснення роботи млина

такої швидкості, за якої навантаження центрифугує. Якщо $mg = m \omega_{кр}^2 D_0 / 2$, тоді критична швидкість

$$\omega_{кр} = \sqrt{2g/D_0},$$

де D_0 – внутрішній діаметр барабану, м.

Практична швидкість обертання млина становить $(0,75 \dots 0,8) \omega_{кр}$, а значення потужності дорівнює

$$P = 2,31 \frac{G_{ш}}{\phi} S \sqrt{D_0}, \text{ кВт} \quad (7.65)$$

де $G_{ш}$ – вага кульового завантаження, т; ϕ – коефіцієнт заповнення млина, в.о.; S – коефіцієнт потужності, який є функцією швидкості млина та його заповнення.

Для коефіцієнта потужності S є ряд формул. Так, проф. Н.П. Неронов рекомендує

$$S = \phi^3 (6(1 - k^4) - 8\phi^4 (1 - k^6) + 3\phi^8 (1 - k^8)), \quad (7.66)$$

а В.А. Олевский

$$S = 0,95 \phi^7 \{16(1 - k^6) - \phi^4 [36(1 - k^8) - 28,8\phi^4 (1 - k^{10}) + 8\phi^8 (1 - k^{12})]\}, \quad (7.67)$$

де $\phi = \omega / \omega_{кр}$ – швидкість у долях критичної; $k = R_2 / R_1$ – відношення радіусів внутрішнього та зовнішнього шарів завантаження.

Електричний привод грохотів та класифікаторів

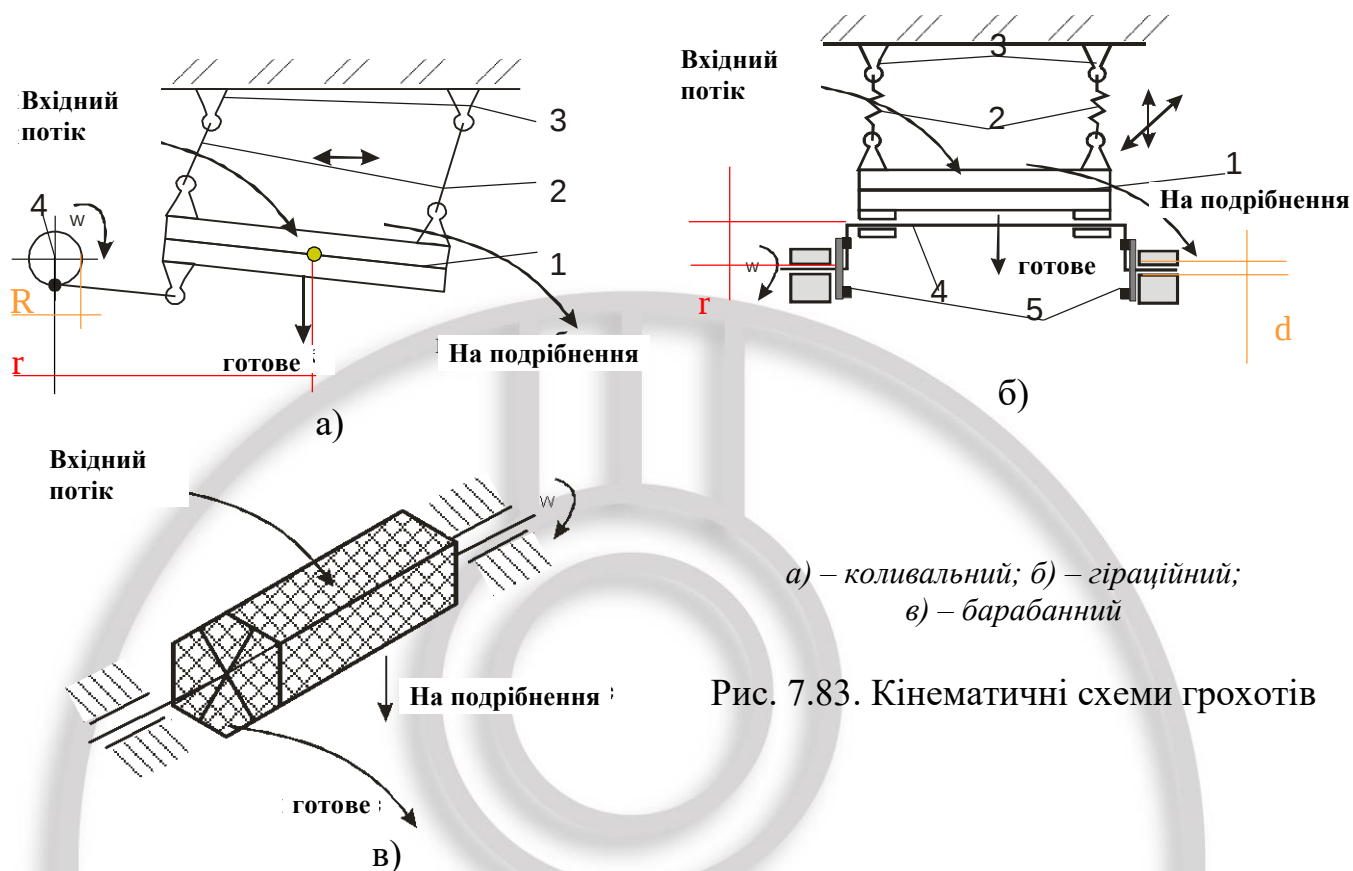
Грохот – механізм поділу на фракції результатів дробіння вхідного матеріалу обробки.

Конструктивно грохоти є декількох систем:

Коливальні – складаються із рами 1 і решета закріпленого на ній, системи важелів 2, які зафіксовані на шарнірах 3 та ексцентрикового приводу 4 (рис. 7.83,а).

Робота механізму передбачає перетворення обертового зусилля маховика 4 на поступальний рух, який передається на раму 1, а вона у свою чергу створює коливальні рухи у горизонтальній площині. Вхідний матеріал, що поступає на решето грохоту, поділяється на фракцію готового подрібнення і на шматки, розмір яких потребує додрібнення. Тобто верхній над решетом потік матеріалу повертається на вхід дробарки, а нижній просіяний направляється далі по циклу технологічного процесу.

Гіраційні – мають конструктивні особливості, пов'язані із способом підвісу рами 1 (рис. 7.83,б). Замість системи важелів, попереднього варіанту, використовують пружні амортизатори 2 із фіксуванням на шарнірах 3. Привод при цьому передає обертовий рух з колінчатого валу 4 безпосередньо на раму 1.



Наслідок – розсіювання здійснюється по круговій траєкторії обмеженої однією вертикальною площиною. Наявність у системі колінчатого валу створює умови періодичного биття навантаження, що негативно позначається на роботі двигуна. Знизити його вплив дозволяє установка на валу маховиків та противаги 5.

Барабанні – сухі або з промивкою – складаються із обертового металевого каркасу, на якому закріплені решітки, що утворюють розсіювачі поверхні (рис. 7.83,в). Нахил барабану відносно горизонталі дозволяє поділяти вхідний матеріал на фракції, де внутрішній потік – це готова фракція, а верхня – потік на подрібнення. Обертання барабану забезпечує активну очистку поверхонь решіток, що у кінцевому рахунку підвищує ефективність роботи барабанного грохоту.

Потужність двигуна грохотів зазвичай не перевищує 10 кВт. Регулювання швидкості двигуна у цьому випадку не вимагається, тому в якості привода грохотів використовують асинхронні короткозамкнені двигуни.

Розрахункове рівняння визначення потужності коливального грохоту має вигляд.

$$P = \frac{0,975 G R \omega}{\eta} \left(\frac{\omega^2 r}{102 \cdot 10^4} + 8,75 \cdot 10^{-5} \right), \text{ кВт}, \quad (7.68)$$

де G – вага рухомої рами з ситами та матеріалом;
 R – ексцентриситет (рис. 7.83, а);

r – відстань центру ваги рухомої рами від вісі валу (рис. 7.83,а);

ω – швидкість обертання валу;

η – ККД передачі.

Потужність гіраційного грохоту (рис. 7.83,б) визначається наступним чином:

$$P = \frac{9\omega^3}{\eta \cdot 10^4} \left(\frac{r G_0 d}{235} + \frac{G \delta^2}{370} \right), \text{ кВт}, \quad (7.69)$$

де G_0 – вага інерційних вантажів;

r – радіус кола, за яким рухається центр ваги інерційних вантажів;

d – діаметр цапфи валу;

δ – амплітуда коливань сита;

G – вага вібруючих частин грохота та сортованого матеріалу;

ω – швидкість обертання валу;

η – ККД передачі.

Потужність двигуна барабанного грохота орієнтовно визначається за формулою

$$P = 0,075 Q, \text{ кВт}, \quad (7.70)$$

де Q продуктивність, т/год.

У випадку мокрого подрібнення поділ за розміром часток здійснюють спіральними класифікаторами. Конструктивно такий механізм являє собою несучу ванну 2, в яку поміщають спіраль 3 не суцільного типу (рис. 7.84). Її обертання здійснює редукторний привод 4. При тривалій зупинці матеріал класифікації злежується, що утруднює процес запуску головного приводу 4. У цьому випадку за допомогою привода підйому спіралі 1 вдаються до плавного її опускання у ванну, що дозволяє зробити завантаження головного привода повільним.

До приводу класифікаторів не пред'являється спеціальних вимог, регулювання швидкості не вимагається, умови пуску

нормальні. Потужність двигунів класифікаторів не перевищує 20 кВт. Найбільш підходящим типом двигунів для таких механізмів є асинхронні короткозамкнені двигуни закритого типу з вологостійкою ізоляцією (через високу вологість у

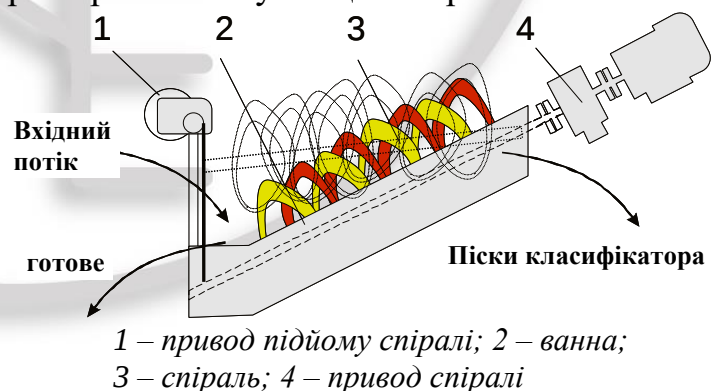


Рис. 7.84. Кінематика класифікатора

приміщеннях, в яких встановлюють класифікатори).

Електропривод згущувача

Згущувач являє собою циліндричний резервуар 4 діаметром до 100 метрів, в який поступає пульпа (рис. 7.85). Осідаючі тверді частки видаляються обертовою рамою із скребками 3. Потужність двигунів для рам згущувачів у залежності від розмірів резервуара лежать у межах від 1 до 18 кВт. Для приводів 2 згущувачів діаметром до 50 метрів застосовуються асинхронні двигуни з короткозамкненим ротором, а згущувачів великого діаметра – чотиришвидкісні асинхронні короткозамкнені двигуни із відношенням вищої швидкості до нижчої 3:1. У згущувачах з периферійним приводом 2 електродвигун обертається разом з рамою 3, а підвід енергії до нього здійснюється через три контактних кільця, закріплених на нерухомій центральній стійці. Струм знімається за допомогою щіток, що обертаються разом із рамою.

Згущувачі не допускають навіть короточасної зупинки, так як при цьому частки осаджуються, і відбувається замулювання, для ліквідації якого вимагається розвантаження згущувача. При зупинці технологічного ланцюга привод обертання згущувачів не вимикається.

Орієнтовна потужність двигуна згущувача з периферійним приводом може бути визначена за рівнянням

$$P = N f \omega r / (1000 \eta), \text{ кВт}, \quad (7.71)$$

де N – нормальний тиск, що дорівнює вазі обертових частин згущувачів, яка сприймається катком;

f – коефіцієнт зчеплення. Для сталевих катка і рейки (суха поверхня) $f = 0,17 \dots 0,22$;

r – радіус кола котіння катка; ω – швидкість обертання катка; η = ККД передачі.

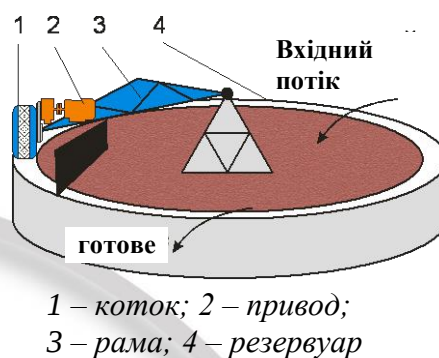


Рис. 7.85. Кінематика згущувача

ПЕРЕЛІК ПИТАНЬ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЮ

1. Назвати існуючі типи виконання електроустановок та умови їх експлуатації.
2. Назвати типи та причини використання електроприводів у складі гірничих машин.
3. Переваги синхронного привода над іншими типами приводів.
4. Особливості конструкцій комбайнового електропривода.
5. Особливості електропривода конвеєрного транспорту.
6. Особливості електропривода шахтних підйомних машин.
7. Що таке сельсин?
8. Надати визначення системи синхронізації *електричний вал*.
9. Надати визначення системи синхронізації *передачі кута*.
10. Конструктивні особливості електричної машини – сельсин.
11. Прокоментувати принцип роботи сельсинів при роботі за принципом – електричний вал.
12. Прокоментувати принцип роботи сельсинів при роботі за принципом – передача кута.
13. Конструктивні відмінності контактних та безконтактних сельсинів.
14. Що таке безконтактні командо апарати?
15. Загальна конструкція та принцип роботи ручної системи безконтактного командоапарату.
16. Загальна конструкція та принцип роботи автоматичної системи безконтактного командоапарату.
17. Надати пояснення щодо конструкції та принципу роботи магнітних підсилювачів.
18. Надати опис конструкції магнітних реле.
19. Назвати головні правила читання електричних контакторних схем.
20. Правила та читання схеми зображення перемикачів із складною формою комутації.
21. Операційні підсилювачі: конструкція, графічне зображення та правила читання цоколювки корпусів.
22. Схемне рішення та розрахунок коефіцієнта підсилення масштабних підсилювачів.
23. Схемне рішення та розрахунок коефіцієнта підсилення неінверсного підсилювача.
24. Схемне рішення, сутність роботи однопорогового компаратора.
25. Регенеративний (гестирезисний) компаратор. Схема, характеристика, розрахунок резистивної обв'язки.
26. Схемне рішення, сутність роботи та розрахунок обв'язки інтегратора.
27. Схемне рішення, характеристики та розрахунок обв'язки пропорційно-

- інтегрального регулятора.
28. Призначення, схемне рішення, характеристики задавача інтенсивності.
 29. Призначення, схемне рішення, характеристики перетворювача напруга-частота.
 30. Схема, таблиця істинності логічних елементів АБО та І.
 31. Схема, таблиця істинності логічних елементів АБО-НІ та І-НІ.
 32. Способи завдання функцій алгебри логіки за складенням таблиць істинності.
 33. Способи завдання функцій алгебри логіки за складенням рівнянь.
 34. Способи завдання функцій алгебри логіки шляхом перетворення релейно-контакторних схем.
 35. Побудова безконтактних жорстких автоматів.
 36. Відомі елементи витримки часу (тригери).
 37. Класифікація тригерів.
 38. Схемне рішення RS – тригерів, у тому числі на базі JK – тригерів.
 39. Схемне рішення T – тригерів, у тому числі на базі JK – тригерів.
 40. Схемне рішення D – тригерів, у тому числі на базі JK – тригерів.
 41. Класифікація лічильників.
 42. Інтегруючі лічильники.
 43. Диференційні лічильники.
 44. Реверсивні лічильники.
 45. Практична реалізація схем відбивки інтервалів часу.
 46. Класифікація підйомних установок за призначенням, розташування відносно земної поверхні, кутом нахилу.
 47. Класифікація підйомних установок за типом підйомного сосуду, за їх кількістю, типом канатоведучого органу, ступенем завантаженості кінцевого канату та ступенем урівноваженості.
 48. Режим роботи та відомі тахограми швидкості ШПУ.
 49. Вимоги до електропривода підйомної установки.
 50. Принципи розрахунку потужності та правила вибору двигуна підйомної установки.
 51. Методи компенсації динаміки підйомних установок.
 52. Варіанти систем електропривода ШПУ.
 53. Схемне рішення, переваги та недоліки реостатного широтно-імпульсного методу регулювання швидкості ШПУ з двигуном змінного струму.
 54. Схемне рішення, переваги та недоліки каскадного методу регулювання швидкості ШПУ з двигуном змінного струму.
 55. Схемне рішення, переваги та недоліки частотного регулювання швидкості ШПУ з двигуном змінного струму.
 56. Схемне рішення, переваги та недоліки регулювання швидкості ШПУ з двигуном постійного струму.
 57. Класифікація вентиляційних установок.

58. Конструкція відцентрового вентилятора. Переваги та недоліки.
59. Конструкція осьового вентилятора. Переваги та недоліки.
60. Надати роз'яснення, що таке еквівалентний отвір вентиляційної системи.
61. Надати роз'яснення, що таке зона економічної роботи вентиляторів.
62. Метод регулювання продуктивності вентиляторів направляючими апаратами.
63. Перевірка за нагрівом та перевантаженням. Методи та призначення.
64. Перевірка на спроможність до синхронізації.
65. Методи компенсованого запуску нерегульованих вентиляторів.
66. Синхронний привод вентиляторів. Переваги та недоліки.
67. Системи приводу вентиляторів за умовно слабкої мережі живлення.
68. Каскадні схеми приводу вентиляторів.
69. Частотні схеми керування приводом вентиляторів.
70. Поршневі, ротаційні та відцентрові компресори. Загальний устрій компресорних станцій.
71. Розрахунок потужності та механічні характеристики поршневих компресорів.
72. Можливі способи регулювання продуктивності компресорів.
73. Класифікація насосних установок. Види відливних станцій.
74. Відомі типи та конструкції насосів. Технологічні схеми відливних установок.
75. Можливі методи регулювання продуктивності насосів.
76. Вимоги до електроприводу насосів.
77. Можливі електричні схемні рішення регульованих насосних установок.
78. Головні функції автоматичних систем регулювання насосних систем.
79. Конструктивні особливості конвеєрів.
80. Вимоги до електроприводу конвеєрів.
81. Методи вирівнювання завантаження групового електропривода конвеєрів.
82. Системи плавного пуску електроприводу конвеєрів.
83. Система частотного керування конвеєрним транспортом.
84. Розрахунок потужності для одно- та дводвигунного приводу конвеєрів.
85. Класифікація механізмів рудопідготовки.
86. Вимоги до електроприводів систем механізації рудопідготовки.
87. Особливості електропривода щоккових дробарок.
88. Методи механічної компенсації інертності механізмів щоккових дробарок.
89. Особливості електропривода конусних дробарок.
90. Особливості електропривода валкових та молоткових дробарок.
91. Особливості електропривода барабанних млинів.
92. Особливості електропривода грохотів та класифікаторів.
93. Особливості електропривода згущувачів.

Визначення статичних та динамічних опорів механізмів гірничо-металургійних комплексів

1. Конвеєрний транспорт

Прямолінійна ділянка

Прямолінійною ділянкою стрічкового конвеєра вважають відрізок між двома точками дотику на сусідніх роликах.

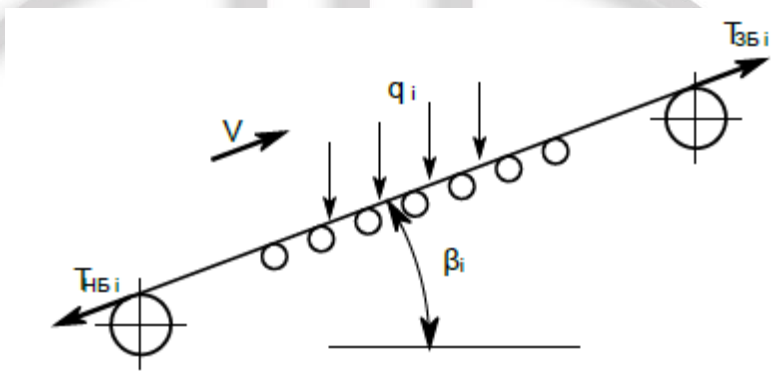


Рис. 1. Розрахункова схема лінійної нахиленої ділянки

T — сила натягу стрічки в точці, що набігає, [Н];

$T_{збi}$ — сила натягу стрічки в точці, що збігає, [Н];

q_i — питоме навантаження, що припадає на 1 метр конвеєра [Н м];

β_i — кут нахилу ділянки конвеєра до горизонту.

$$T_{збi} = T_{нбi} + \Delta F_{\pi i}, \text{ [Н];}$$

$\Delta F_{\pi i}$ — сила опору руху на прямолінійній ділянці:

$$\Delta F_{\pi i} = q_i L_i (C_{\pi i} \cos \beta_i \pm \sin \beta_i), \text{ [Н];}$$

L — довжина прямолінійної ділянки конвеєра, [м]

$C_{\pi i}$ — результуючий коефіцієнт опору руху на прямолінійній ділянці:

$$C_{\pi} = k_{\pi} \left(\mu \frac{d}{D} + \frac{2f}{D} \right),$$

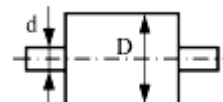


Рис. 2. Ілюстрація до пояснення

$k_{\pi} = 1,1 \dots 1,3$ — коефіцієнт запасу;

D — діаметр катка, [м];

d — діаметр цапф катків, [м];

μ — коефіцієнт тертя в підшипниках катків та роликів;

f — коефіцієнт тертя кочення між катками і стрічкою.

При русі на підйом $\sin\beta > 0$ при русі на спуск $\sin\beta < 0$.

Ділянка вигину

Ділянкою вигину вважається криволінійний відрізок стрічки, який обхоплює ролик від точки набігання до точки збігання. Довжина ділянки визначаються кутом обхвату α .

G — вага катка, [Н];

α — кут обхвату стрічкою катка на ділянці вигину.

Натяг на збігаючому боці:

$$T_{збі} = T_{нбі} + \Delta F_{ві}, [\text{Н}];$$

де $\Delta F_{ві}$ — сила опору руху на ділянці вигину:

$$\Delta F_{ві} = \xi T_{нбі} + N \mu \frac{d}{D}, [\text{Н}]$$

де N — рівнодіюча сила реакції катка;

ξ — коефіцієнт опору від вигину тягового елемента.

З трикутника векторів за теоремою косинусів знаходимо T_{Σ} :

$$T_{\Sigma} = \sqrt{T_{збі}^2 + T_{нбі}^2 - 2T_{збі} T_{нбі} \cos \alpha}, [\text{Н}].$$

Для визначення сили N вважаємо, що $T_{збі} \approx T_{нбі}$ і нехтуємо вагою катка G , так як зазвичай $G \ll T_{нбі}$.

$$T_{\Sigma} \approx T_{нбі} \sqrt{2(1 - \cos \alpha)} = 2T_{нбі} \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right);$$

$$T_{\Sigma} \approx N, \text{ тоді } T_{збі} = C_{зі} T_{нбі},$$

де $C_{зі}$ — результуючий коефіцієнт опору руху на ділянці вигину:

$$T_{ві} = \xi + 2\mu \frac{d}{D} \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right);$$

$$T_{збі} = T_{нбі} + C_{зі} T_{нбі} = (1 + C_{зі}) T_{нбі} = k_{зі} T_{нбі}$$

$k_{зі} = (1 + C_{зі})$ — коефіцієнт збільшення натягу на ділянці вигину.

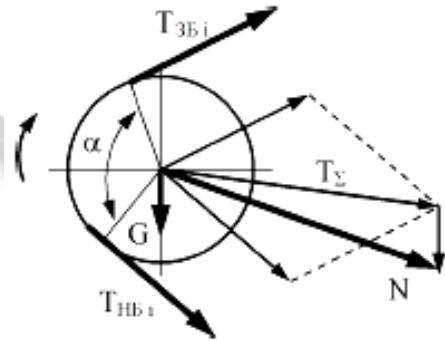


Рис. 3. Розрахункова схема ділянки вигину

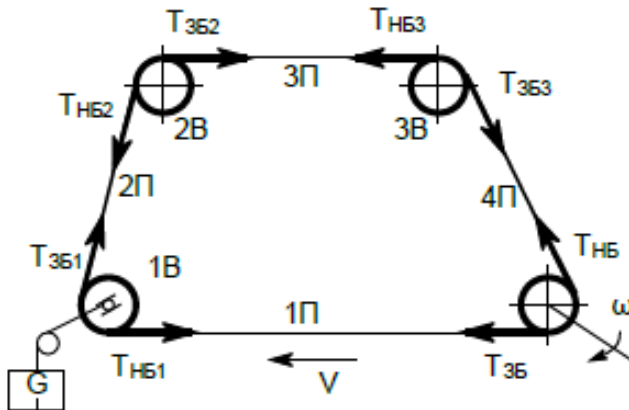


Рис. 4. Розрахункова схема конвеєра

$$\begin{aligned}
 T_{НБ1} &= T_{3Б} + \Delta F_{П1} ; \\
 T_{3Б1} &= T_{НБ1} \cdot k_{Б1} ; \\
 T_{НБ2} &= T_{3Б1} + \Delta F_{П2} ; \\
 T_{3Б2} &= T_{НБ2} \cdot k_{Б2} ; \\
 T_{НБ3} &= T_{3Б2} + \Delta F_{П3} ; \\
 T_{3Б3} &= T_{НБ3} \cdot k_{Б3} ; \\
 T_{НБ} &= T_{3Б3} + \Delta F_{П4} .
 \end{aligned}$$

Зазвичай коефіцієнти C_{Pi} , C_{Bi} не розраховують, а беруть експериментально визначені значення з довідників.

Сили опору руху ΔF_{Pi} , ΔF_{Bi} збільшують натяг стрічки на кожній ділянці.

Результуюча сила опору руху визначається як сума сил опору всіх ділянок конвеєра. Враховуючи, що силу опору руху повинен долати приводний елемент, при усталеному русі конвеєра статичне навантаження привода можна визначити як різницю натягів стрічки на приводному барабані:

$$F_{СТ} = T_{НБi} - T_{3Бi} .$$

Припустимо, що відомий натяг в точці збігання приводного барабана $T_{3Б}$, тоді шляхом послідовного розрахунку натягу стрічки на кожній ділянці конвеєра за наведеними вище формулами можливо визначити величину $T_{НБ}$.

$$\begin{aligned}
 T_{НБ} &= T_{НБ3} k_{Б3} + \Delta F_{П4} = T_{3Б2} k_{Б3} + \Delta F_{П3} k_{Б3} + \Delta F_{П4} = \\
 &= T_{НБ2} k_{Б2} k_{Б3} + \Delta F_{П3} k_{Б3} + \Delta F_{П4} = \\
 &= T_{3Б1} k_{Б2} k_{Б3} + \Delta F_{П2} k_{Б2} k_{Б3} + \Delta F_{П3} k_{Б3} + \Delta F_{П4} = \\
 &= T_{НБ1} k_{Б1} k_{Б2} k_{Б3} + \Delta F_{П2} k_{Б2} k_{Б3} + \Delta F_{П3} k_{Б3} + \Delta F_{П4} = \\
 &= T_{3Б1} k_{Б1} k_{Б2} k_{Б3} + \Delta F_{П1} k_{Б1} k_{Б2} k_{Б3} + \Delta F_{П2} k_{Б2} k_{Б3} + \Delta F_{П3} k_{Б3} + \Delta F_{П4} .
 \end{aligned}$$

Отриманий вираз для $T_{НБ}$ в згорнутій формі має вигляд:

$$T_{НБ} = T_{3Б} K_{Б} + F_{П} .$$

де $K_{Б} = \prod_{i=1}^{n-1} k_{Бi}$ — результуючий коефіцієнт збільшення натягу від всіх ділянок вигину стрічки;

$$F_{II} = \sum_{i=1}^{n-1} \left(\Delta F_{IIi} \prod_{i=1}^{n-1} k_{\epsilon i} \right) + \Delta F_{IIl} \quad \text{— результуюча сила опору руху на}$$

 прямолінійних ділянках.

Об'єднуючи наведені вирази, отримаємо статичне навантаження приводу:

$$F_{CT} = (K_{\epsilon} - 1) T_{зб} + F_n.$$

Значення $T_{зб}$ заздалегідь невідоме і має бути визначене з додаткових умов.

За умовами роботи конвеєра регламентовані максимально допустимий провис стрічки і максимально можливе відношення $T_{нб}/T_{зб}$ для тягового органу, фрикційно з'єднаного з приводним барабаном. Для виконання цих умов у тяговому органі (стрічці) за допомогою натяжного пристрою має бути забезпечений певний попередній натяг T_0 .

Для стрічкових і канатних конвеєрів на $T_{нб}$ і $T_{зб}$ накладається умова Ейлера, що виключає пробуксовування тягового елемента щодо приводного барабана:

$$\frac{T_{нб}}{T_{зб}} < e^{\mu \alpha_{II}},$$

де α_{II} — кут обхвату стрічкою конвеєра приводного барабана, [рад];
 μ — коефіцієнт тертя між стрічкою і приводним барабаном, $\mu = 0,1 \dots 0,3$.
 Підставляючи в цю умову вираз для $T_{нб}$, отримаємо:

$$T_{зб} < \frac{F_{II}}{e^{\mu \alpha_{II}} - K_{\epsilon}}.$$

Оптимальним місцем розташування натяжної станції є точка з мінімальним натягом стрічки T_0 . У цьому випадку від натяжної станції потрібне мінімальне зусилля G .

Для заданої кінематичної схеми конвеєра мінімальний натяг стрічки T_0 дорівнює натягненню стрічки в точці набігання натяжного барабана:

$$T_0 = T_{нб1} = T_{зб} + F_{II1}.$$

Щоб створити такий попередній натяг стрічки, необхідно використовувати вантаж, вага якого визначається як геометрична сума натягів стрічки в точці, що набігає та в точці, що збігає натяжного барабана:

$$G = T_0 \sqrt{1 + k_{\epsilon 1}^2 - 2k_{\epsilon 1} \cos \alpha_H}, \text{ [Н]}.$$

де α_H — кут обхвату стрічкою конвеєра натяжного барабана.

Розрахунок динамічних навантажень

У процесі пуску конвеєра виникають додаткові динамічні навантаження привода, обумовлені рухомими масами самого конвеєра і його приводної станції.

На кожній прямолінійній ділянці конвеєра при пуску додатково збільшується натяг стрічки відповідно до формули:

$$T_{збі} = T_{нбі} + \Delta F_{ei} + m_i a_{\Pi}, \quad m_i = \frac{q_i L_i}{g} + \frac{4 J_p}{D_p^2},$$

де m_i — рухома маса однієї прямолінійної ділянки спільно з масою попередньої ділянки вигину, [кг]

a_{Π} — допустиме прискорення конвеєра при пуску, [м/с²];

J_p — момент інерції одного ролика (катка), [кг·м²];

D_p — діаметр одного ролика (катка), [м];

g — прискорення вільного падіння, $g=9,81$ м/с².

При розрахунку слід врахувати, що момент інерції приводного барабана не впливає на збільшення натягу стрічки конвеєра:

$$m_i = \frac{q_i L_i}{g}$$

Отже, результуючий натяг стрічки в точці, що набігає, приводного барабана при пуску збільшиться порівняно зі статичним режимом роботи конвеєра:

$$T_{нб} = T_{зб} K_e + F_{\Pi} + m_{\Sigma} a_{\Pi},$$

$$m_{\Sigma} = \sum_{i=1}^{n-1} \left(m_i \prod_{j=1}^{n-1} k_{ej} \right) + m_n,$$

де m_{Σ} — розрахункова сумарна маса, [кг]

Отже, умова Ейлера має бути скоригована таким чином:

$$T_{зб} > \frac{F_{\Pi} + m_{\Sigma} a_{\Pi}}{e^{\mu a_{\Pi}} K_e}$$

Таким чином, динамічні навантаження при пуску конвеєра можуть істотно підвищити як максимальний натяг стрічки, так і необхідне значення попереднього натягу T_0 . Щоб виключити високий рівень T_0 , в сталому режимі для великих конвеєрів застосовують допоміжну станцію натягу, який створює додатковий натяг тільки на період пуску конвеєра.

Визначення потужності. Місце розташування приводної станції

Потужність приводної станції конвеєра для тривалого режиму роботи P_C визначається відповідно до розрахованого статичного навантаження F_{CT} і заданою швидкістю руху конвеєра V .

$$P_C = k_3 \frac{F_{cm} V}{\eta_p}, [\text{Вт}]$$

де k_3 — коефіцієнт запасу, враховує неточності розрахунку сили опору руху, $k_3=1,1-1,3$;

V — швидкість руху конвеєра, $[\text{м/с}]$

η_p — ККД редуктора приводної станції, $\eta_p=0,88-0,92$.

Номінальна потужність двигунів вибирається з умови:

$$P_{ном} \geq P_C.$$

Приводну станцію доцільно розташовувати в такій точці траси конвеєра, яка забезпечувала б мінімум натягу стрічки як максимального, так і середнього по всьому контуру. Ця умова відповідає також мінімально можливому перетину стрічки і найменшому статичному навантаженню приводу. Таке розташування приводної станції вважається оптимальним.

Для загального випадку конвеєрної траси зі складною конфігурацією визначити заздалегідь однозначно оптимальне місце розташування приводу не вдається. У цьому випадку розглядається декілька варіантів розташування приводної станції і приймається той з них, для якого натяг стрічки виявиться найменшими.

Правила вибору місця розташування приводної станції

1. В одnoseкційному конвеєрі (складається з однієї робочої і однієї холостої гілки) привод розташовується в кінці робочої ділянки;
2. В одnoseкційному конвеєрі, який працює на спуск вантажу, станція розташовується на початку робочої ділянки;
3. Якщо в конвеєрі кілька робочих ділянок, станція розташовується або в кінці найбільш важкої ділянки, або на початку найдовшої холостої гілки.

Для конвеєрів значної протяжності і з великою кількістю важких робочих ділянок може виявитися, що навіть оптимальне розташування приводної станції на трасі не забезпечує зниження максимального натягу до допустимого рівня. У такому випадку одnoseкційний конвеєр замінюють багатосекційним або встановлюють декілька приводних станцій.

Порядок розрахунку з декількома приводними станціями:

1. Визначаємо сили опору руху на кожній з ділянок.
2. Знаходимо значення $T_{ЗБ}$, $T_{НБ}$, F_{CT} .
3. Визначаємо натяг на кожній ділянці конвеєра.

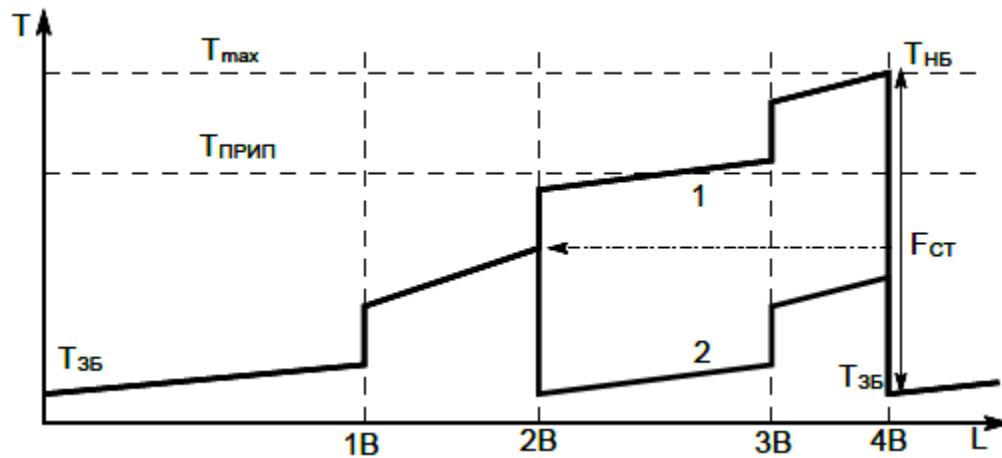


Рис. 5. Діаграма зусиль за кінематичною схемою конвеєра

4. Будуємо діаграму натягу стрічки вздовж траси конвеєра для випадку з однією приводною станцією (залежність 1 на рис.5)

5. Так як $T_{max} > T_{прип}$, то для зниження значення T_{max} замість однієї приводної станції застосуємо кілька, число яких визначимо так:

$$n \geq \frac{F_{СТ}}{T_{прип} - T_{зб}}.$$

6. Припускаємо, що приводи строго ідентичні, і кожен з них розвиває зусилля $F_{СТ}/n$.

7. Нові приводи повинні бути рознесені трасою конвеєра так, щоб максимальний натяг стрічки обмежувався значенням:

$$T_{max} = T_{зб} + \frac{F_{СТ}}{n} \leq T_{прип}.$$

8. Це завдання вирішується графічним шляхом. Відрізок $F_{СТ}$ ділиться на n рівних частин, і через точки поділу відрізка проводяться прямі, паралельні осі абсцис, до перетину з діаграмою натягу. Точкам перетину на осі абсцис відповідають місця розташування нових приводних станцій (на рис. 5 точка 2В).

9. Проводять перевірочний перерахунок діаграми натягу стрічки із збільшеною кількістю приводних станцій (крива 2 на рис. 5).

Зазвичай місця розташування приводних станцій заздалегідь визначають з виробничо-конструктивних міркувань і погоджують із передбаченими на трасі ділянками вигину. Розрахунок діаграми натягу при цьому носить перевірочний характер з метою визначення максимального натягу.

Приклад розрахунку Конвеєра.

Вхідні дані проектування:

Довжина ділянок за розрахунковою схемою, м

$$L1 := 15 \quad L2 := 6 \quad L3 := 10 \quad L4 := 7$$

Кут нахилу ділянок за розрахунковою схемою, рад

$$\beta_0 := \frac{\pi}{180} \quad \text{Параметр переводу кута у радіани}$$

$$\beta_1 := 0 \quad \beta_2 := 78.5 \cdot \beta_0 \quad \beta_3 := 5 \cdot \beta_0 \quad \beta_4 := 57.1 \cdot \beta_0$$

$m_c := 10$ Маса метра стрічки, кг

$m_b := 48$ Маса вантажу на метрі стрічки, кг

$V := 1$ Швидкість руху стрічки, м/с

$a := 0.25$ Прискорення руху стрічки, м/с²

$D_p := 0.3$ Діаметр роликів та барабанів, м

$J_p := 1.2$ Момент інерції роликів, кг м²

$g := 9.8$ прискорення вільного падіння, м/с²

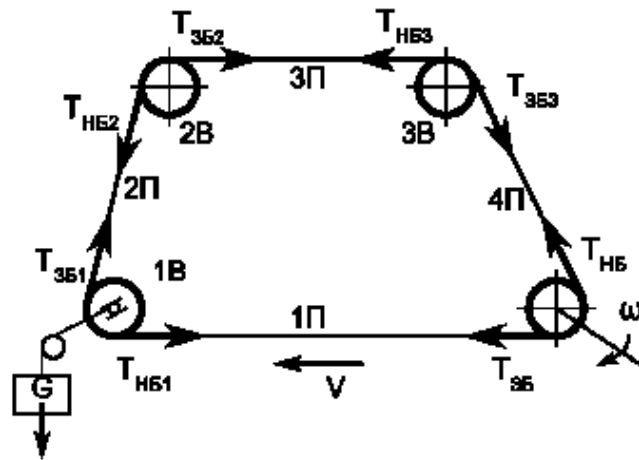


Рис.1. Розрахункова кінематична схема

$C_{\pi} := 0.02$ Коефіцієнт опору лінійної ділянки

$C_b := 0.05$ Коефіцієнт опору ділянки вигину

$\mu := 0.2$ Коефіцієнт тертя між робочими поверхнями

$\eta := 0.9$ ККД редуктора

1. Зусилля опору руху на лінійних ділянках руху.

$$\Delta F_{\pi 1} := m_c \cdot g \cdot L1 \cdot (C_{\pi} \cos(\beta_1) - \sin(\beta_1)) \quad \Delta F_{\pi 1} = 29.4 \quad \text{Н}$$

$$\Delta F_{\pi 2} := m_c \cdot g \cdot L2 \cdot (C_{\pi} \cos(\beta_2) + \sin(\beta_2)) \quad \Delta F_{\pi 2} = 578.54 \quad \text{Н}$$

$$\Delta F_{\pi 3} := (m_c + m_b) \cdot g \cdot L3 \cdot (C_{\pi} \cos(\beta_3) + \sin(\beta_3)) \quad \Delta F_{\pi 3} = 608.641 \quad \text{Н}$$

$$\Delta F_{\pi 4} := (m_c) \cdot g \cdot L4 \cdot (C_{\pi} \cos(\beta_4) - \sin(\beta_4)) \quad \Delta F_{\pi 4} = -568.527 \quad \text{Н}$$

2. Коефіцієнт збільшення натягу усіх ділянок вигину.

$$K_{b1} := 1 + C_b \quad K_{b1} = 1.05$$

$$K_{b2} := K_{b1} \quad K_{b3} := K_{b1}$$

Інтегральний коефіцієнт збільшення натягу ділянок вигину.

$$K_b := K_{b1} \cdot K_{b2} \cdot K_{b3} \quad K_b = 1.158$$

3. Інтегральне зусилля опору лінійних ділянок.

$$F_{\pi} := \Delta F_{\pi 1} \cdot K_{b1} \cdot K_{b2} \cdot K_{b3} + \Delta F_{\pi 2} \cdot K_{b2} \cdot K_{b3} + \Delta F_{\pi 3} \cdot K_{b3} + \Delta F_{\pi 4} \quad F_{\pi} = 742.421 \quad \text{Н}$$

4. Маса, які рухаються на лінійних ділянках.

$$m_l := m_c \cdot L1 \quad m_l = 150 \quad \text{кг}$$

Момент інерції привідного барабана не впливає на збільшення натягу стрічки

$$m2 := mc \cdot L2 + \frac{4 \cdot j\rho}{Dp^2} \quad m2 = 113.333 \quad \text{кг}$$

$$m3 := (mc + mв) \cdot L2 + \frac{4 \cdot j\rho}{Dp^2} \quad m3 = 401.333 \quad \text{кг}$$

$$m4 := mc \cdot L4 + \frac{4 \cdot j\rho}{Dp^2} \quad m4 = 123.333 \quad \text{кг}$$

Сумарна вага.

$$m\Sigma := m1 \cdot Kв1 \cdot Kв2 \cdot Kв3 + m2 \cdot Kв2 \cdot Kв3 + m3 \cdot Kв3 + m4 \quad m\Sigma = 843.327 \quad \text{Н}$$

5. Кут охопу стрічкою привідного та натяжного барабанів.

$$\alpha_{п} := (90 \cdot \beta0 + \beta4) \quad \alpha_{п} = 2.567 \quad \text{рад}$$

$$\alpha_{н} := (90 \cdot \beta0 + \beta2) \quad \alpha_{н} = 2.941 \quad \text{рад}$$

6. Натяг стрічки в точці привідного барабану за умови прслизання Ейлера.

$$Tзб := \frac{Fп + m\Sigma \cdot \alpha_{п}}{e^{\mu \cdot \alpha_{п}} \cdot Kв} \quad Tзб = 1503.007785 \quad \text{Н}$$

Прийнято 2000 Н $Tзб := 2000$

$$Tнб := Tзб \cdot Kв + Fп \quad Tнб = 3057.671 \quad \text{Н}$$

7. Визначення потужності приводу.

$$FсT := Tнб - Tзб \quad \text{загальне зусилля опору} \quad FсT = 1057.671 \quad \text{Н}$$

$kз := 1.1$ коефіцієнт запасу потужності

$$P := kз \cdot \frac{FсT \cdot V}{\eta} \quad P = 1292.709 \quad \text{Вт}$$

8. Визначення крапки встановлення та ваги станції натягу.

$$Tнб1 := Tзб + \Delta Fп1 \quad Tнб1 = 2029.4 \quad \text{Н}$$

$$T0 := Tнб1 \quad T0 = 2029.4 \quad \text{Н}$$

натяжна противага

$$G := T0 \cdot \sqrt{1 + Kв1^2 - 2 \cdot Kв1 \cdot \cos(\alpha_{п})} \quad G = 3990.082 \quad \text{Н}$$

Побудова діаграми натягу стрічки

$$Tнб1 := Tзб + \Delta Fп1 \quad Tнб1 = 2029.4$$

$$Tзб1 := Tнб1 \cdot Kв1 \quad Tзб1 = 2130.87$$

$$T_{H62} := T_{з61} + \Delta F_{H2} \quad T_{H62} = 2709.41$$

$$T_{з62} := T_{H62} \cdot K_{з2} \quad T_{з62} = 2844.881$$

$$T_{H63} := T_{з62} + \Delta F_{H3} \quad T_{H63} = 3453.521$$

$$T_{з63} := T_{H63} \cdot K_{з3} \quad T_{з63} = 3626.198$$

$$T_{H64} := T_{з63} + \Delta F_{H4} \quad T_{H64} = 3057.671$$

$$T_{з64} := T_{H64} - F_{сT} \quad T_{з64} = 2000$$

$T_0 := T_{з6}$	$T_0 = 2000$	$L_0 := 0$	
$T_1 := T_{H61}$	$T_1 = 2029.4$	$L_1 := L1$	$L_1 = 15$
$T_2 := T_{з61}$	$T_2 = 2130.87$	$L_2 := L1$	$L_2 = 15$
$T_3 := T_{H62}$	$T_3 = 2709.41$	$L_3 := L2 + L1$	$L_3 = 21$
$T_4 := T_{з62}$	$T_4 = 2844.881$	$L_4 := L2 + L1$	$L_4 = 21$
$T_5 := T_{H63}$	$T_5 = 3453.521$	$L_5 := L3 + L4$	$L_5 = 31$
$T_6 := T_{з63}$	$T_6 = 3626.198$	$L_6 := L3 + L4$	$L_6 = 31$
$T_7 := T_{H6}$	$T_7 = 3057.671$	$L_7 := L_5 + L4$	$L_6 = 31$
$T_8 := T_{з64}$	$T_8 = 2000$	$L_8 := L_5 + L4$	$L_8 = 38$

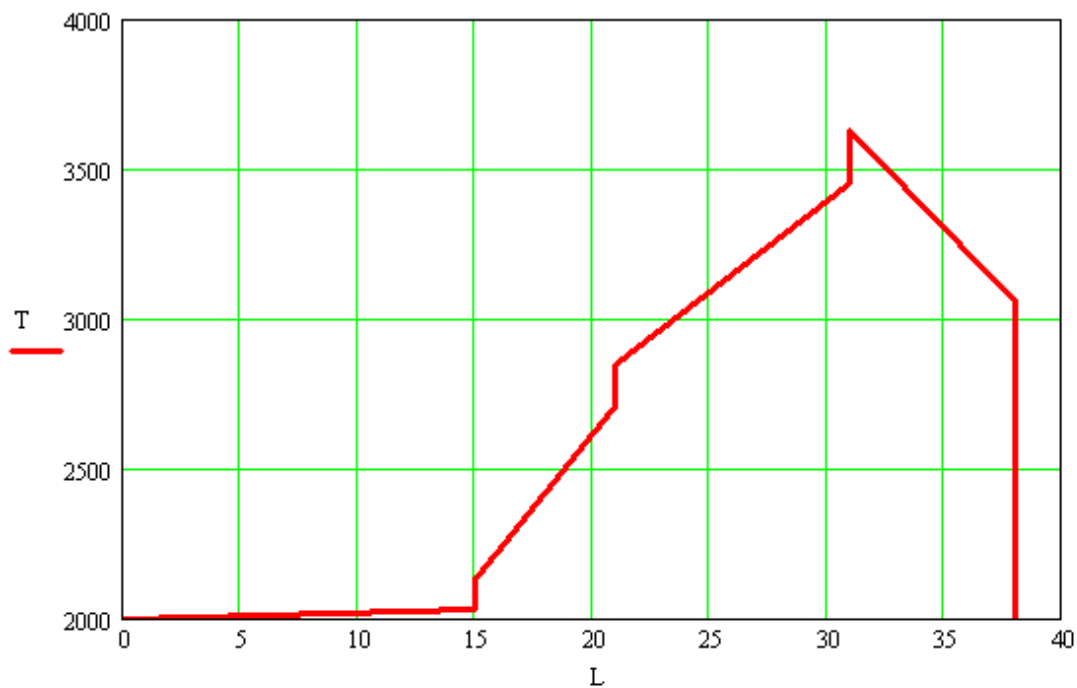


Рис.2. Залежність тягового зусилля протягом довжини конвеєра

2. Турбомеханізми

Режим роботи відцентрових турбомеханізмів характеризується трьома основними параметрами:

- Подача (або витрати) Q [$\text{м}^3/\text{с}$; $\text{м}^3/\text{хв}$; $\text{м}^3/\text{год}$];
- Напір H [Па ; $\text{Н}/\text{м}^2$] — для вентиляторів; [м] — для насосів;
- Кутова швидкість ω [$\text{об}/\text{хв}$; $1/\text{с}$].

Ці величини визначають момент опору та потужність на валу механізму, за якими здійснюється вибір потужності двигуна.

Для відцентрового вентилятора потужність на валу визначає величина енергії, що передається газу, який переміщується за одиницю часу. Маса газу, яка переміщується за секунду:

$$m = F v \rho, [\text{кг}/\text{с}],$$

де F — площа перерізу газопроводу [м^2],
 v — швидкість руху газу [$\text{м}/\text{с}$];
 ρ — щільність газу [$\text{кг}/\text{м}^3$].

Тоді вираз для енергії газу, який переміщується:

$$W = \frac{m v^2}{2} t = \frac{F v^3 \rho}{2} t, [\text{Дж}]$$

звідки потужність на валу вентилятора:

$$P = \frac{F v^3 \rho}{2 \eta}, [\text{Вт}];$$

де η_v, η_n — ККД вентилятора та передачі.

Якщо ввести позначення для подачі Q та напору H як:

$Q = F v$, [$\text{м}^3/\text{с}$] — об'єм газу, який переміщується за секунду; $H = \frac{\rho v^2}{2}$, [Па ; $\text{кг}/(\text{м} \cdot \text{с}^2)$] — кількість енергії, яка передається одиниці ваги, тоді $P = \frac{H Q}{\eta_v \eta_n}$, [Вт].

З отриманих виразів видно, що $Q \approx C_1 \cdot \omega$, $H \approx C_2 \cdot \omega^2$, $P \approx C_3 \cdot \omega^3$, $M = P/\omega \approx C_3 \cdot \omega^2$, де C_1, C_2, C_3 — постійні коефіцієнти.

Пам'ятка

1 атм = 1,01340⁵ Па; 1 Па = 1 Н/м²; 1 бар = 10⁵ Па.

Відцентровий насос

Для відцентрового насоса, розмірковуючи аналогічно, отримаємо потужність на валу:

$$P = \frac{QH\rho g}{\eta_e \eta_{II}}, [\text{Вт}],$$

де $Q, [\text{м}^3/\text{с}]$ — подача чи об'єм рідини, яка переміщується за секунду;
 $H, [\text{м}]$ — напір, що створюється насосом;
 $\rho, [\text{кг}/\text{м}^3]$ — щільність рідини;
 $g=9,81 \text{ м/с}^2$ — прискорення вільного падіння.
 Напір H визначається за формулою:

$$H = H_{\Gamma} + \Delta H + \frac{P_2 - P_1}{\rho g}, [\text{м}],$$

де H_{Γ} — геодезичний напір, що дорівнює різниці висот нагнітання та всмоктування, $[\text{м}]$,
 ΔH — втрата напору в магістралі (залежить від перерізу труб, якості їх обробки, викривлення ділянок), $[\text{м}]$;
 P_2 — тиск в резервуарі, куди перекачується рідина, $[\text{Па}]$;
 P_1 — тиск в резервуарі, звідки перекачується рідина, $[\text{Па}]$.

Характеристики відцентрових механізмів

Основною характеристикою насосів, вентиляторів та компресорів є залежність створюваного напору H від подачі цих механізмів Q .

Q - H характеристика разом із залежністю ККД від подачі при постійній швидкості визначають експлуатаційні властивості відцентрованих турбо-механізмів.

Розрахувати теоретично зазначені характеристики доволі складно, тому на практиці використовують експериментальні залежності $H=f(Q)$ та $\eta=f(Q)$, які наводяться в каталогах насосів для незмінної номінальної швидкості $\omega_H = \text{const}$.

Для отримання Q - H характеристики для довільної швидкості використовують закони пропорційності:

$$\frac{Q}{H} = \text{const}; \frac{H}{\omega^2} = \text{const}; \text{ тоді: } \frac{Q_1}{Q_2} = \frac{\omega_1}{\omega_2}; \frac{Q_1}{Q_2} = \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^2; \frac{H_1}{H_2} = \left(\frac{Q_1}{Q_2} \right)^2$$

У випадку відомої номінальної Q - H характеристики задаються рядом значень Q_e , яким відповідають значення. Не на вихідній природній Q - H характеристиці з $\omega_H = \text{const}$ та відповідно до виразу

$$\frac{H_1}{H_2} = \left(\frac{Q_1}{Q_2} \right)^2$$

розраховують параболу $H = H_e \left(\frac{Q_1}{Q_2} \right)^2$, які проходять через обрані точки на вихідній характеристиці. Кожній точці параболу згідно з $\frac{Q_1}{Q_2} = \frac{\omega_1}{\omega_2}$ відповідає певна швидкість механізму $\omega = \omega_e \left(\frac{Q_1}{Q_e} \right)$.

З'єднавши точки парабол з однаковим значенням ω , визначаємо Q-H характеристику для $\omega = const$.

Визначення статичного моменту M_C на валу механізму

Момент опору знаходять через потужність P_C на валу механізму:

$$M_C = P_C / \omega$$

а) В окремому випадку, коли $H_{cm}=0$ (відсутній статичний напір в магістралі)

$$H_{mag} = H_e \left(\frac{Q}{Q_e} \right)^2 = H_e \left(\frac{\omega}{\omega_H} \right)^2; \quad Q = Q_e \left(\frac{\omega}{\omega_H} \right)^2;$$

$$M_C = \frac{P_C}{\omega} = \frac{QH}{\eta \omega} = Q_e \left(\frac{\omega}{\omega_H} \right)^2 H_e \left(\frac{\omega}{\omega_H} \right)^2 \frac{1}{\eta \omega} = \frac{Q_e H_e}{\eta_H \omega_H} \left(\frac{\omega}{\omega_H} \right)^2 = M_{ce} \left(\frac{\omega}{\omega_H} \right)^2$$

де M_{ce} — момент опору, який відповідає номінальній швидкості механізму,

$$M_{ce} = \frac{Q_e H_e}{\eta_H \omega_H}$$

б) У випадку коли $H_{cm} \neq 0$:

- будують сімейство статичних Q-H характеристик по відомій природній характеристиці з каталогу;
- відповідно до параметрів магістралі будують характеристику напору в магістралі $H_{mag} = f(Q)$;
- отримують точки перетину сімейства Q-H характеристик та напору в магістралі $H_{mag} = f(Q)$, визначають для кожної точки Q та H;
- розраховують статичний момент в кожній з цих точок $M_c = (Q \cdot H) / (\eta \cdot \omega)$;
- будують характеристику $M_c = f(\omega)$.

Вибір двигуна

Турбомеханізми відцентрового типу зазвичай характеризуються тривалим режимом роботи, тому номінальна потужність двигуна насосів і вентиляторів, що працюють з постійною швидкістю, визначається з умови:

$$P_H \geq P_C.$$

Приклад розрахунку

Завдання проектування вентилятора:

- Здійснити розрахунок потужності відцентрового вентилятора за вхідними даними, що надані.
- За заданою номінальною $Q - H$ характеристикою побудувати ряд довільних $Q - H$, що відповідають значенням швидкості $\omega^* = 0,8; 0,3$.
- Побудувати механічну характеристику вентилятора $M_c = f(\omega)$.
При виконанні завдання слід вважати, що привід безредукторний, а характеристика магістралі H_{mag} та $Q - H$ характеристики зображені у відносних одиницях.

Вхідні дані:

$Q := 11 \quad \text{м}^3 / \text{хв}$ Продуктивність по газу
 $H := 7 \quad \text{атм}$ Напор по газу
 $\omega_H := 100 \quad \text{рад/с}$ Номінальна швидкість

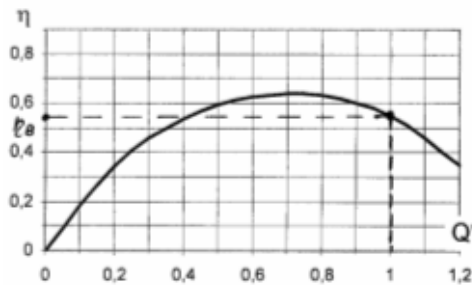


Рис.1. ККД у функції продуктивності

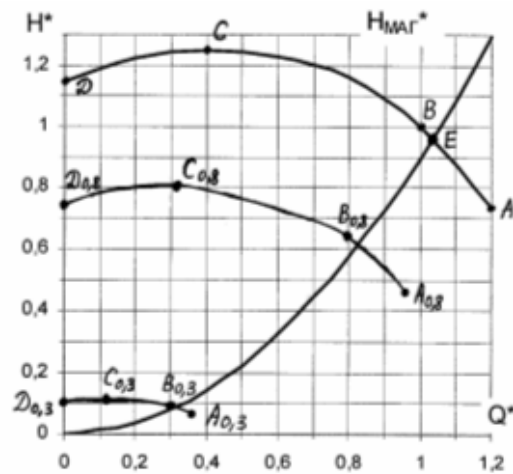


Рис.2. $Q - H$ характеристики

1. Розрахунок першого завдання

Номінальна продуктивність за секунду.

$$Q_H := \frac{Q}{60} \quad Q_H = 0.183 \quad \text{м}^3 / \text{с}$$

Номінальний напор за секунду. $H_H := H \cdot 1.013 \cdot 10^5$

Примітка

$$1 \text{ атм} = 1.013 \times 10^5 \text{ Па}, 1 \text{ Н/м}^2 = 1 \text{ Па}$$

$$H_H = 7.091 \times 10^5 \text{ Па}$$

Згідно залежності $\eta = f(Q^*)$ номінальний ККД вентилятора (за $Q^*=1$) дорівнює $\eta = 0.55$

а ККД передачі за умов, що показані вище дорівнює 1. Звідки потужність визначається

$$P_{dv} := \frac{Q_H \cdot H_H}{\eta} \quad P_{dv} = 236366.7 \quad \text{Вт}$$

У випадку якщо у завданні пропонується замість напору тиск на вході вентилятора - напор може бути визначений за рівнянням $H_H = H_{вх} - H_{ex}$ [Па].

2. Розрахунок другого завдання

Побудова ряду довільних $Q - H$ характеристик за наявності номінальної передбачає:

- побудову довільних точок А, Б, С, Д;
- встановлення їх координат;
- визначення штучних $Q - H$ характеристик.

$$Q_A := 1.2 \quad H_A := 0.73 \quad Q_C := 0.4 \quad H_C := 1.25 \quad Q_B := 1 \quad H_B := 1 \quad Q_D := 0 \quad H_D := 1.15$$

$$\text{data} := \begin{pmatrix} Q_a & H_a \\ Q_c & H_c \\ Q_6 & H_6 \\ Q_d & H_d \end{pmatrix} \quad \text{Побудова номінальної } Q - H \text{ характеристики}$$

$$\text{data} := \text{csort}(\text{data}, 0) \quad x := \text{data}^{(0)} \quad y := \text{data}^{(1)} \quad Ss := \text{cspline}(x, y)$$

$$H1(Q) := \text{interp}(Ss, x, y, Q) \quad j := 0..100 \quad Q_j := \min(x) + \frac{j \cdot (\max(x) - \min(x))}{100}$$

Розрахунок довільної $Q - H$ характеристики за $\omega_1^* = 0.8$, в.о. $\omega_1 := 0.8 \quad \omega_2 := 1$

$$Q_{a08} := Q_a \cdot \left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right) \quad Q_{a08} = 0.96 \quad H_{a08} := H_a \cdot \left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right)^4 \quad H_{a08} = 0.467$$

Побудова $Q - H$ характеристики за швидкості 0.8 номінальної

$$Q_{608} := Q_6 \cdot \left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right) \quad Q_{608} = 0.8 \quad H_{608} := H_6 \cdot \left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right)^2 \quad H_{608} = 0.64$$

$$Q_{c08} := Q_c \cdot \left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right) \quad Q_{c08} = 0.32 \quad H_{c08} := H_c \cdot \left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right)^2 \quad H_{c08} = 0.8$$

$$Q_{d08} := Q_d \cdot \left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right) \quad Q_{d08} = 0 \quad H_{d08} := H_d \cdot \left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right)^2 \quad H_{d08} = 0.736$$

$$\text{data1} := \begin{pmatrix} Q_{a08} & H_{a08} \\ Q_{608} & H_{608} \\ Q_{c08} & H_{c08} \\ Q_{d08} & H_{d08} \end{pmatrix}$$

$$\text{data1} := \text{csort}(\text{data1}, 0) \quad x1 := \text{data1}^{(0)} \quad y1 := \text{data1}^{(1)} \quad Ss := \text{cspline}(x1, y1)$$

$$H08(Q1) := \text{interp}(Ss, x1, y1, Q1) \quad j := 0..100 \quad Q1_j := \min(x1) + \frac{j \cdot (\max(x1) - \min(x1))}{100}$$

Розрахунок довільної $Q - H$ характеристики за $\omega_1^* = 0.3$ $\omega_1 := 0.3 \quad \omega_2 := 1$

$$Q_{a03} := Q_a \cdot \left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right) \quad Q_{a03} = 0.36 \quad H_{a03} := H_a \cdot \left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right)^2 \quad H_{a03} = 0.066$$

Побудова $Q - H$ характеристик за швидкості 0.3 номінальної

$$Q_{603} := Q_6 \cdot \left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right) \quad Q_{603} = 0.3 \quad H_{603} := H_6 \cdot \left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right)^2 \quad H_{603} = 0.09$$

$$Q_{c03} := Q_c \cdot \left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right) \quad Q_{c03} = 0.12 \quad H_{c03} := H_c \cdot \left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right)^2 \quad H_{c03} = 0.113$$

$$Q_{d03} := Q_d \cdot \left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right) \quad Q_{d03} = 0 \quad H_{d03} := H_d \cdot \left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right)^2 \quad H_{d03} = 0.104$$

$$\text{data2} := \begin{pmatrix} Q_{a03} & H_{a03} \\ Q_{603} & H_{603} \\ Q_{c03} & H_{c03} \\ Q_{d03} & H_{d03} \end{pmatrix}$$

$$\text{data2} := \text{csort}(\text{data2}, 0) \quad x2 := \text{data2}^{(0)} \quad y2 := \text{data2}^{(1)} \quad Ss := \text{cspline}(x2, y2)$$

$$H03(Q2) := \text{interp}(Ss, x2, y2, Q2) \quad j := 0..100 \quad Q2_j := \min(x2) + \frac{j \cdot (\max(x2) - \min(x2))}{100}$$

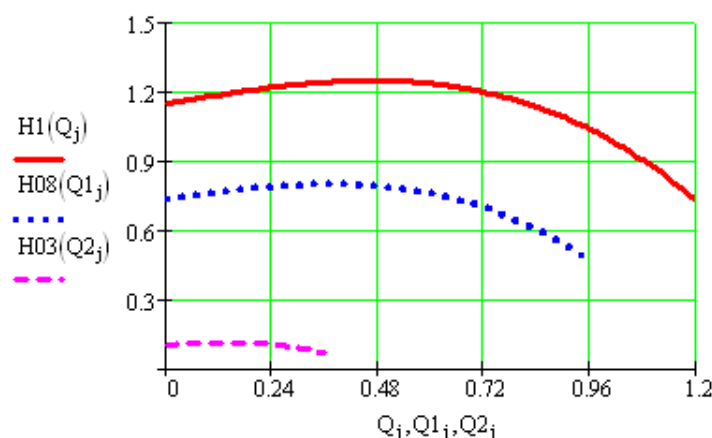


Рис.3.Розрахункові $Q - H$ характеристики

3. Розрахунок третього завдання

Прийmemo, що точка Е перетину $Q-H$ номінальної характеристики і характеристики напору є розрахунковою.

Із залежностей рис.1, 2 визначаємо продуктивність, напор та ККД.

$$Q_E := 1.03 \quad \text{відносних одиниць} \quad \eta_E := 0.53$$

$$H_E := 0.96 \quad \text{відносних одиниць}$$

Розрахунок системи в реальних одиницях виконується

$$Q_E = Q_E \cdot Q_H \quad Q_E = 0.189 \quad H_E := H_E \cdot H_H \quad H_E = 6.807 \times 10^5$$

Зважаючи на те, що статичний напор $H_{cm} = 0$ розрахунок номінального моменту вентилятора виконується за рівнянням.

$$M_{cE1} := \frac{Q_E \cdot H_E}{\eta_E \cdot \omega_H} \quad M_{cE1} = 2.425 \times 10^3$$

Розрахунок моменту для швидкостей 0; 0,3; 0,8

$$M_{cE0} := M_{cE1} \cdot \left(\frac{0 \cdot \omega_H}{\omega_H} \right)^2 \quad M_{cE0} = 0$$

$$M_{cE03} := M_{cE1} \cdot \left(\frac{0.3 \cdot \omega_H}{\omega_H} \right)^2 \quad M_{cE03} = 218.285$$

$$M_{cE08} := M_{cE1} \cdot \left(\frac{0.8 \cdot \omega_H}{\omega_H} \right)^2 \quad M_{cE08} = 1.552 \times 10^3$$

$$\text{data3} := \begin{pmatrix} 0 & M_{cE0} \\ 0.3 \cdot \omega_H & M_{cE03} \\ 0.8 \cdot \omega_H & M_{cE08} \\ \omega_H & M_{cE1} \end{pmatrix}$$

$$\text{data3} := \text{csort}(\text{data3}, 0) \quad x3 := \text{data3}^{(0)} \quad y3 := \text{data3}^{(1)} \quad Ss := \text{cspline}(x3, y3)$$

$$M(\omega) := \text{interp}(Ss, x3, y3, \omega) \quad j := 0..100 \quad \omega_j := \min(x3) + \frac{j \cdot (\max(x3) - \min(x3))}{100}$$

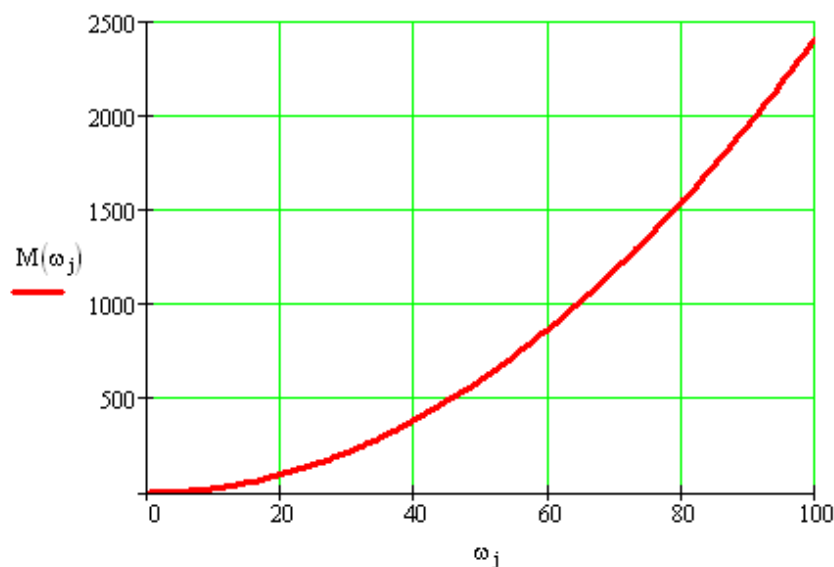


Рис.4. Механічна характеристика

Приклад розрахунку

Завдання проектування відцентрового насосу:

- Здійснити розрахунок потужності відцентрового насосу за вхідними даними, що надані.
- За заданою номінальною $Q - H$ характеристикою побудувати ряд довільних $Q - H$ характеристик, що відповідають значенням швидкості $\omega^* = 0,8; 0,6$.
- Побудувати механічну характеристику вентилятора $M_c = f(\omega)$.
При виконанні завдання слід вважати, що привід безредукторний, а характеристика магістралі H_{mag} та $Q - H$ характеристики зображена у відносних одиницях.

Вхідні дані:

$Q := 20 \text{ м}^3 / \text{год}$ Продуктивність по рідині
 $\rho := 0.8 \cdot 10^3 \text{ кг} / \text{м}^3$ Щільність рідини
 $h_1 := 0.6 \text{ м}$ Висота всмоктування рідини
 $h_2 := 15 \text{ м}$ Висота нагнітання рідини
 $\omega_n := 302 \text{ рад/с}$ Номінальна швидкість

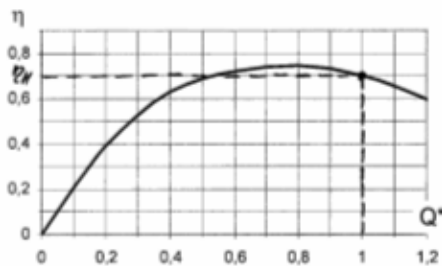


Рис.1. ККД у функції продуктивності

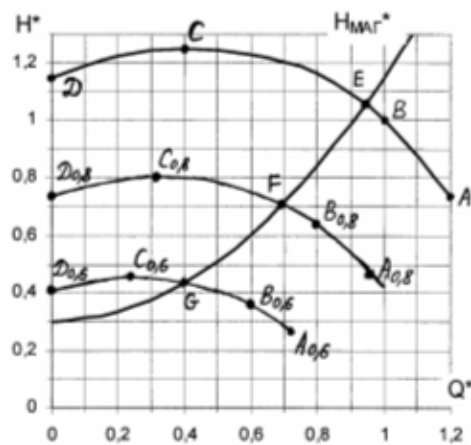


Рис.2. $Q - H$ характеристики

1. Розрахунок першого завдання

Номінальна продуктивність за секунду.

$$Q_n := \frac{Q}{3600} \quad Q_n = 5.556 \times 10^{-3} \text{ м}^3 / \text{с}$$

Номінальний напор за секунду.

$$H_n := h_2 - h_1 \quad H_n = 14.4 \text{ Па}$$

Примітка

$$1 \text{ атм} = 1.013 \times 10^5 \text{ Па}, 1 \text{ Н/м}^2 = 1 \text{ Па}$$

Згідно залежності $\eta = f(Q^*)$ номінальний ККД вентилятора (за $Q^*=1$) дорівнює $\eta := 0.7$ а ККД передачі за умов, що показані вище дорівнює 1. Звідки потужність визначається

$$P_{dv} := \frac{Q_n \cdot H_n \cdot \rho \cdot g}{\eta} \quad P_{dv} = 896 \text{ Вт} \quad g = 9.8$$

У випадку якщо у завданні пропонується замість напору тиск на вході вентилятора - напор може бути визначений за рівнянням $H_n = H_{eux} \cdot H_{ex} \text{ [Па]}$.

2. Розрахунок другого завдання

Побудова ряду довільних $Q - H$ характеристик за наявності номінальної передбачає:

- визначення довільних точок А, Б, С, Д;
- встановлення їх координат;
- визначення та побудова штучних $Q - H$ характеристик.

$$Q_a := 1.2 \quad H_a := 0.73 \quad Q_6 := 1 \quad H_6 := 1 \quad Q_c := 0.4 \quad H_c := 1.25 \quad Q_d := 0 \quad H_d := 1.15$$

$$\text{data} := \begin{pmatrix} Q_a & H_a \\ Q_c & H_c \\ Q_6 & H_6 \\ Q_d & H_d \end{pmatrix} \quad \text{Побудова номінальної } Q - H \text{ характеристики}$$

$$\text{data} := \text{csort}(\text{data}, 0) \quad x := \text{data}^{(0)} \quad y := \text{data}^{(1)} \quad Ss := \text{cspline}(x, y)$$

$$H1(Q) := \text{interp}(Ss, x, y, Q) \quad j := 0..100 \quad Q_j := \min(x) + \frac{j \cdot (\max(x) - \min(x))}{100}$$

Розрахунок довільної Q - H характеристики за $\omega_1^*=0.8$, в.о. $\omega_1 := 0.8 \quad \omega_2 := 1$

$$Q_{a08} := Q_a \cdot \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right) \quad Q_{a08} = 0.96 \quad H_{a08} := H_a \cdot \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^2 \quad H_{a08} = 0.467$$

$$Q_{608} := Q_6 \cdot \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right) \quad Q_{608} = 0.8 \quad H_{608} := H_6 \cdot \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^2 \quad H_{608} = 0.64$$

$$Q_{c08} := Q_c \cdot \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right) \quad Q_{c08} = 0.32 \quad H_{c08} := H_c \cdot \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^2 \quad H_{c08} = 0.8$$

$$Q_{d08} := Q_d \cdot \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right) \quad Q_{d08} = 0 \quad H_{d08} := H_d \cdot \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^2 \quad H_{d08} = 0.736$$

$$\text{data1} := \begin{pmatrix} Q_{a08} & H_{a08} \\ Q_{608} & H_{608} \\ Q_{c08} & H_{c08} \\ Q_{d08} & H_{d08} \end{pmatrix}$$

$$\text{data1} := \text{csort}(\text{data1}, 0) \quad x1 := \text{data1}^{(0)} \quad y1 := \text{data1}^{(1)} \quad Ss := \text{cspline}(x1, y1)$$

$$H08(Q1) := \text{interp}(Ss, x1, y1, Q1) \quad j := 0..100 \quad Q1_j := \min(x1) + \frac{j \cdot (\max(x1) - \min(x1))}{100}$$

Розрахунок довільної Q - H характеристики за $\omega_1^*=0.6$ $\omega_1 := 0.6 \quad \omega_2 := 1$

$$Q_{a06} := Q_a \cdot \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right) \quad Q_{a06} = 0.72 \quad H_{a06} := H_a \cdot \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^2 \quad H_{a06} = 0.263$$

$$Q_{606} := Q_6 \cdot \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right) \quad Q_{606} = 0.6 \quad H_{606} := H_6 \cdot \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^2 \quad H_{606} = 0.36$$

$$Q_{c06} := Q_c \cdot \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right) \quad Q_{c06} = 0.24 \quad H_{c06} := H_c \cdot \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^2 \quad H_{c06} = 0.45$$

$$Q_{d06} := Q_d \cdot \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right) \quad Q_{d06} = 0 \quad H_{d06} := H_d \cdot \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^2 \quad H_{d06} = 0.414$$

$$\text{data2} := \begin{pmatrix} Q_{a06} & H_{a06} \\ Q_{606} & H_{606} \\ Q_{c06} & H_{c06} \\ Q_{d06} & H_{d06} \end{pmatrix}$$

$$\text{data2} := \text{csort}(\text{data2}, 0) \quad x2 := \text{data2}^{(0)} \quad y2 := \text{data2}^{(1)} \quad Ss := \text{cspline}(x2, y2)$$

$$H06(Q2) := \text{interp}(Ss, x2, y2, Q2) \quad j := 0..100 \quad Q2_j := \min(x2) + \frac{j \cdot (\max(x2) - \min(x2))}{100}$$

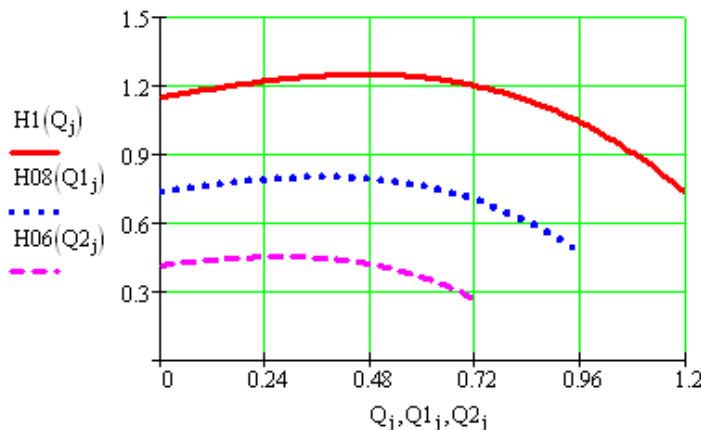


Рис.3.Результуючі Q - H характеристики

3. Розрахунок третього завдання

Враховуючи вплив напору магістралі механічна характеристика насоса розраховується для точок E, F, G, які визначені перетом Q - H характеристики і характеристики напору магістралі. Із залежності рис. 1, 2 визначені продуктивність, напор та ККД.

$$\begin{array}{lll} Q_E := 0.94 & \text{відносних одиниць} & Q_F := 0.69 & Q_G := 0.4 \\ H_E := 1.06 & \text{відносних одиниць} & H_F := 0.71 & H_G := 0.43 \end{array}$$

ККД номінальної характеристики (продуктивність у точці F)

$$\omega_1 := 0.8 \cdot \omega_H$$

$$Q_F := Q_F \cdot \left(\frac{\omega_H}{\omega_1} \right) \quad Q_F = 0.862 \quad \eta_F := 0.73$$

Розрахунок системи в реальних одиницях

$$Q_E := Q_E \cdot Q_H \quad Q_E = 5.222 \times 10^{-3} \quad H_E := H_E \cdot H_H \quad H_E = 15.264$$

$$Q_F := Q_F \cdot Q_H \quad Q_F = 3.833 \times 10^{-3} \quad H_F := H_F \cdot H_H \quad H_F = 10.224$$

$$Q_G := Q_G \cdot Q_H \quad Q_G = 2.222 \times 10^{-3} \quad H_G := H_G \cdot H_H \quad H_G = 6.192$$

Розрахунок механічної характеристики для номінальної швидкості.

$$M_{cE1} := \frac{Q_E \cdot H_E \cdot \rho \cdot g}{\eta_F \cdot \omega_H} \quad M_{cE1} = 2.835$$

Розрахунок моменту для крапок E; F; G

$$M_{c0} := 0 \quad M_{cE0} = 0 \quad M_{cG} := \frac{Q_G \cdot H_G \cdot \rho \cdot g}{\eta_F \cdot \omega_H \cdot 0.6}$$

$$M_{cF} := \frac{Q_F \cdot H_F \cdot \rho \cdot g}{\eta_F \cdot \omega_H \cdot 0.8} \quad M_{cF} = 1.742 \quad M_{cG} = 0.816$$

$$\text{data3} := \begin{pmatrix} 0 & M_{c0} \\ 0.6 \cdot \omega_H & M_{cG} \\ 0.8 \cdot \omega_H & M_{cF} \\ \omega_H & M_{cE1} \end{pmatrix}$$

$$\text{data3} := \text{csort}(\text{data3}, 0) \quad x3 := \text{data3}^{(0)} \quad y3 := \text{data3}^{(1)} \quad Ss := \text{cspline}(x3, y3)$$

$$M(\omega) := \text{interp}(Ss, x3, y3, \omega) \quad j := 0..100 \quad \omega_j := \min(x3) + \frac{j \cdot (\max(x3) - \min(x3))}{100}$$

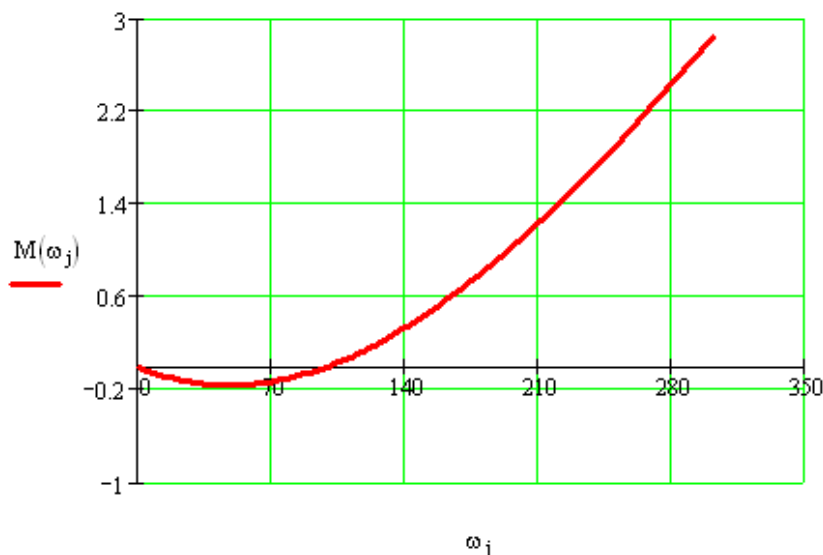


Рис. 4. Механічна характеристика

3. Розрахунок потужності поршневих турбомеханізмів

Робота компресора супроводжується пульсаціями моменту опору на його валу. У такті стиснення постійна сила F тиску газу на поршень викликає зміну моменту опору на валу компресора за наступним законом:

$$M_{CT} = F\rho = P S_{II} R \sin(\omega t) = M_{CT, \max} \sin(\omega t)$$

$$M_{CT} = P S_{II} \rho = R \sin(\varphi), \varphi = \omega t, M_{CT, \max} = P S_{II} R$$

де P — вихідний тиск компресора;
 S_{II} — площа поршня;
 ρ — радіус поршня;
 φ — кут повороту кривошипно-шатунного механізму;
 ω — кутова швидкість обертання кривошипа;
 R — радіус кривошипа;
 $M_{CT \max}$ — амплітудне значення моменту опору.

З даних виразів видно, що момент опору, а значить і потужність на валу поршневих турбомеханізмів змінюється за синусоїдальним законом в залежності від кута повороту кривошипа φ .

Зміна моменту опору $M_C = f(Q)$ наведено на рисунках.

З рисунків видно, що на середню величину моменту опору M_C накладається періодична складова з кутовою частотою ω для компресорів одинарної дії (рис. 6,а) і 2ω — для компресорів подвійної дії (рис. 6,б).

Для двоступінчатого компресора (рис. 6,в) при тому ж об'ємі циліндра другої ступені сила і момент опору в такті стисання другого ступеня виявляються більшими через більший тиск в циліндрі другого ступеня.

Для вирівнювання графіка навантаження зазвичай на валу компресорів встановлюють маховик.

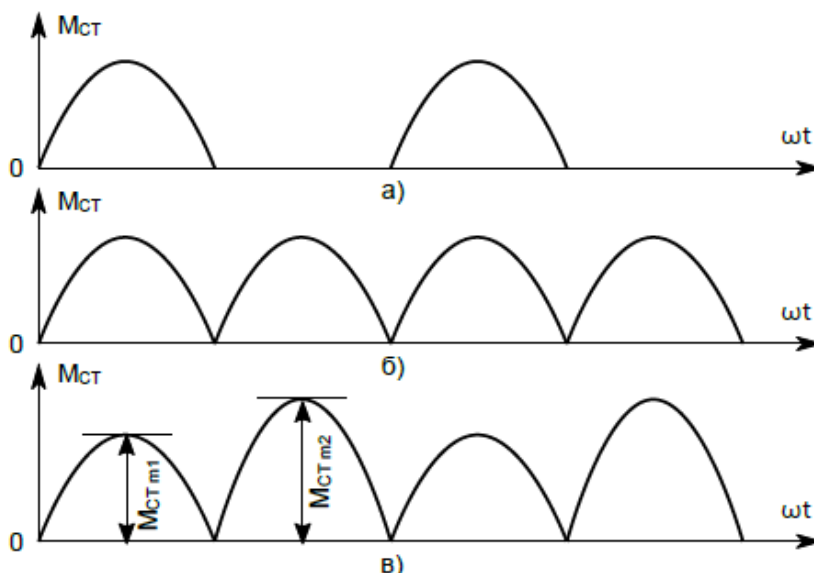


Рис.6. Діаграми роботи компресорного механізму

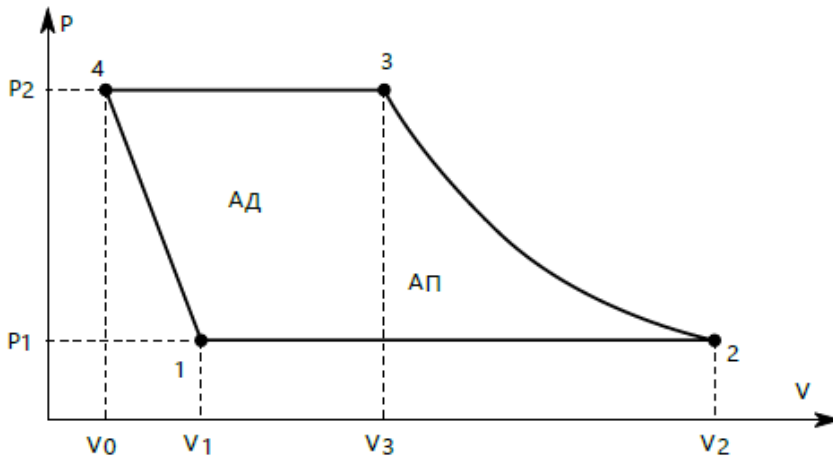


Рис. 7. Діаграми роботи компресорного механізму

Потужність на валу поршневих турбокомпресорів визначається з індикаторної діаграми стиснення газу $P=f(V)$ (залежність тиску газу в циліндрі P від об'єму газу під поршнем V).

У точці 4 (рис.7) поршень одноступінчастого компресора простої дії знаходиться в крайньому правому положенні. На ділянці 4-1 при переміщенні поршня ліворуч відбувається розширення газу, який залишився в просторі під поршнем — тиск знижується з P_2 до P_1 .

У точці 1 відкривається всмоктуючий клапан. При подальшому збільшенні об'єму від V_1 до V_2 відбувається всмоктування газу при тиску, трохи меншому P_1 через втрати на проходження газу через всмоктуючий клапан.

У точці 2 поршень починає рухатися праворуч, всмоктувальний клапан закривається і починається такт стиснення газу (ділянка 2-3). Цей процес може здійснюватися за адіабатичним законом (без віддачі тепла в зовнішнє середовище), за ізотермічним законом (при постійній температурі газу), або ж за політропічним законом (реальний процес, що супроводжується відведенням частини, виділеного при стисненні газу, тепла в систему охолодження компресора).

У точці 3 відкривається нагнітальний випускний клапан, що з'єднує циліндр з ресивером (акумулятором стисненого до тиску P_2 газу). На ділянці 3-4 відбувається виштовхування газу з тиском трохи більшим P_2 (через втрати на проходження газу через випускний клапан) з циліндра в ресивер. У точці 4 цикл закінчується.

Площа, обмежена індикаторною діаграмою, дорівнює роботі A_{IND} , виконаною компресором за один цикл. Вона має дві складові:

A_{II} — робота політропічного процесу стиснення газу, [Дж]

A_d — додаткова робота, [Дж]

Робота політропічного процесу стиснення газу:

$$A_{II} = \frac{n}{n-1} P_1 V_2 \left[\left(\frac{P_2}{P_1} \right)^{\frac{n-1}{n}} - 1 \right], [\text{Дж}];$$

де P_1 — початковий тиск газу, [Па];
 P_2 — кінцевий тиск стиснутого газу, [Па];
 V_2 — початковий об'єм газу, [м³];
 n — показник політропи, який визначається із рівняння $PV^n = \text{const}$:

$$P_1 V_2^n = P_2 V_3^n; \frac{P_1}{P_2} = \left(\frac{V_3}{V_2} \right)^n; \ln \left(\frac{P_1}{P_2} \right) = n \ln \left(\frac{V_3}{V_2} \right);$$

$$n = \frac{\ln(P_1) - \ln(P_2)}{\ln(V_3) - \ln(V_2)}$$

Додаткова робота:

$$A_D = (P_2 - P_1) \left(V_3 - \frac{V_1 + V_0}{2} \right), [\text{Дж}].$$

Повна робота, що здійснюються компресором за один цикл, яка визначається з індикаторної діаграми:

$$A_{ind} = A_I + A_D, [\text{Дж}].$$

Якщо політропічна діаграма невідома, то для визначення політропічної роботи стиснення газу користуються наближеною формулою:

$$A_I = \frac{A_I + A_D}{2}, [\text{Дж}].$$

де A_I — робота ізотермічного стискання газу (при постійній температурі процесу, $PV = \text{const}$), [Дж];
 A_A — робота адіабатичного стискання газу (без теплообміну із зовнішнім середовищем, при $PV^\nu = \text{const}$), [Дж].

$$A_I = P_1 V_1 \ln \left(\frac{P_2}{P_1} \right), [\text{Дж}];$$

$$A_A = \frac{\nu}{\nu - 1} P_1 V_2 \left(\left(\frac{P_2}{P_1} \right)^{\frac{\nu - 1}{\nu}} - 1 \right), [\text{Дж}];$$

де $\nu = C_P / C_V$ — відношення теплоємності газу при постійному тиску C_P до теплоємності газу при постійному обсязі C_V .

- для одноатомних газів $\nu = 5/3$;
- для двоатомних газів $\nu = 7/5$;
- для багатоатомних газів $\nu = 4/3$.

Обсяг газу V_3 , необхідний для розрахунку додаткової роботи $AД$, у разі відсутності політропічної діаграми знаходиться таким чином:

$$V_{3л} = \frac{V_{3и} - V_{3А}}{2}, [м^3];$$

де $V_{3л}$ — об'єм газу для політропічного стиснення газу, $[м^3]$;
 $V_{3и}$ — об'єм газу для ізотермічного стиснення газу (визначається за індикаторною діаграмою), $[м^3]$;
 $V_{3А}$ — об'єм газу для адіабатичного стиснення газу, $[м^3]$.
 Об'єм газу $V_{3А}$ визначається на основі адіабатичного закону $PV^\nu = const$ із рівняння $P_1 V_1^\nu = P_2 V_{3А}^\nu$:

$$V_{3А} = \sqrt[\nu]{\frac{P_1 V_1^\nu}{P_2}}, [м^3];$$

Середня потужність на валу поршневого компресора за цикл роботи:

$$P_c = \frac{k_3 Q_1 A_{ind}}{V_p \eta_k \eta_{л}}, [Вт];$$

де k_3 — коефіцієнт запасу, що враховує чинники, які неможливо врахувати.
 $k_3 = 1,05 \dots 1,3$ (більші значення відносяться до меншої потужності);
 Q_1 — подача (продуктивність) компресора, зведена до початкового тиску газу P_1 , $[м^3/с]$;
 V_p — робочий об'єм циліндра (обсяг газу, що всмоктується компресором за цикл при початковому тиску газу P_1), $[м^3]$;
 η_k — ККД компресора, $\eta_k = 0,6 \dots 0,8$;
 $\eta_{л}$ — ККД механічної передачі.

Турбомеханізм поршневого типу зазвичай характеризується тривалим режимом роботи, тому номінальна потужність двигуна компресорів, що працюють з постійною швидкістю, визначається з умови:

$$P_H \geq P_c.$$

Орієнтовно потужність двигуна компресорів можна визначити за спрощеною формулою:

$$P_H = \frac{M_{cp} \omega_H}{\eta_k \eta_{л}}, [Вт];$$

де M_{CP} — середнє значення моменту опору за один оберт валу, [Н·м];
 ω_H — номінальна швидкість обертання валу компресора, [рад/с].

Для потужних турбомеханізмів, потужність розраховують через середньоквадратичне значення статичного моменту:

$$P_H = \frac{M_{E\Phi} \omega_H}{\eta_k \eta_{II}}; M_{E\Phi} = \sqrt{\int_0^{2\pi} M^2 d\varphi / (2\pi)}, [\text{Н}\cdot\text{м}].$$

БІБЛІОГРАФІЧНИЙ СПИСОК

1. Ключев В.И., Терехов В.М. Электропривод и автоматизация общепромышленных механизмов. М.: Энергия, 1980. 360 с.
2. Соколов М.М. Автоматизированный электропривод общепромышленных механизмов. М.: Энергия, 1976. 488 с.
3. Браславский И.Я. Асинхронный полупроводниковый электропривод с параметрическим управлением. М.: Энергоатомиздат, 1988. 224 с.
4. Браславский И.Я. Энергосберегающий асинхронный электропривод. М.: Издательский центр «Академия», 2004. 256 с.
5. Чиликин М, Г., Сандлер А. С. Общий курс электропривода: Учебник для вузов. 6-е изд, доп. и перераб. М.: Энергоиздат, 1981. 576 с.
6. Иванов Г.М., Никитин Б.К. Автоматизированный электропривод агрегатов непрерывного действия. М.: Энергоатомиздат, 1986. 224 с.
7. Вейнер А.М. Регулируемый синхронный электропривод. М.: Энергоатомиздат, 1985. 224 с.

Приклад розрахунку

Завдання проектування поршневого компресору:

Здійснити розрахунок потужності двигуна поршневого компресора. Роботу компресора аналізувати за цикл індикативної діаграми рис.1 $P=f(V)$.

Вхідні дані:

Робоче тіло - атмосферне повітря

$Q := 30 \text{ м}^3 / \text{хвил}$ Продуктивність компресору

$\eta_k := 0.79$ ККД компресора

$\eta_{\text{п}} := 0.81$ ККД передачі

Примітка

1 атм = $1.013 \times 10^5 \text{ Па}$, $1 \text{ Н/м}^2 = 1 \text{ Па}$

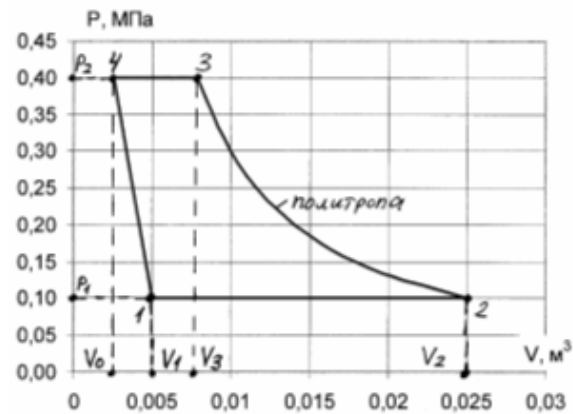


Рис.1.Індикативна діаграма

1. Параметри точок 1,2,3,4 за індикативною діаграмою рис.1.

Об'єм газу у різних точках діаграми			
$P1 := 0.1 \cdot 10^6 \text{ Па}$	Початковий тиск, точка 1	$V0 := 0.0025 \text{ м}^3$	
$P2 := 0.4 \cdot 10^6 \text{ Па}$	Кінцевий тиск, точка 2	$V1 := 0.005 \text{ м}^3$	$V2 := 0.025 \text{ м}^3$
		$V3 := 0.0075 \text{ м}^3$	

2. Показник політропи за індикативною діаграмою.

$$n := \frac{\ln(P1) - \ln(P2)}{\ln(V3) - \ln(V2)} \quad n = 1.151$$

3. Загальна робота стискання газу.

Політропна:

$$A_{\text{п}} := \frac{n}{n-1} \cdot P1 \cdot V2 \cdot \left[\left(\frac{P2}{P1} \right)^{\frac{n-1}{n}} - 1 \right] \quad A_{\text{п}} = 3.802 \times 10^3 \text{ Дж}$$

Додаткова:

$$A_{\text{д}} := (P2 - P1) \cdot \left(V3 - \frac{V1 + V0}{2} \right) \quad A_{\text{д}} = 1.125 \times 10^3 \text{ Дж}$$

Загальна робота:

$$A_{\text{інд}} := A_{\text{п}} + A_{\text{д}} \quad A_{\text{інд}} = 4.927 \times 10^3 \text{ Дж}$$

4. Об'єм газу за цикл стискання.

$$V_{\text{р}} := V2 - V1 \quad V_{\text{р}} = 0.02 \text{ м}^3$$

5. Подача газу за єдиною системою виміру (за секунду).

$$Q_{\text{р}} := \frac{Q}{60} \quad Q_{\text{р}} = 0.5 \text{ м}^3 / \text{с}$$

6. Визначення потужності.

$$k_z := 1.1 \quad \text{Коефіцієнт запасу} \quad P_{\text{дв1}} := \frac{k_z \cdot A_{\text{інд}} \cdot Q_{\text{р}}}{V_{\text{р}} \cdot \eta_k \cdot \eta_{\text{п}}} \quad P_{\text{дв1}} = 211730.834 \text{ Вт}$$

Приклад розрахунку

Завдання проектування поршневого компресору:

Здійснити розрахунок потужності двигуна поршневого компресора. Роботу компресора аналізувати за цикл індикативної діаграми рис.1 $P=f(V)$.

Вхідні дані:

Робоче тіло - пропан

$Q := 4500 \text{ м}^3 / \text{год}$ Продуктивність компресору

$\eta_k := 0.68$ ККД компресора

$\eta_{\pi} := 0.72$ ККД передачі

Показник ступеню адиабатичного процесу

$\nu := 1.2$

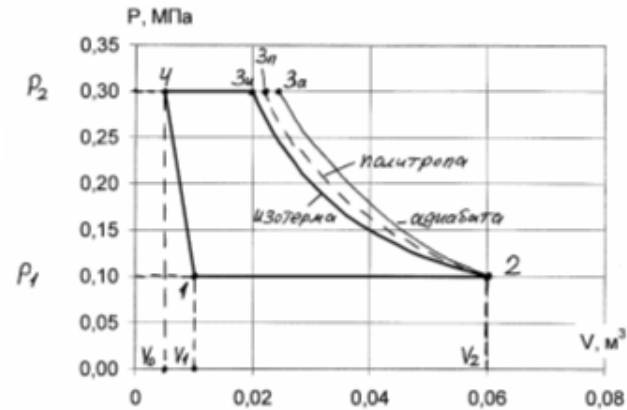


Рис.1.Індикативна діаграма

Примітка

1 атм = $1.013 \times 10^5 \text{ Па}$, $1 \text{ Н/м}^2 = 1 \text{ Па}$

1. Параметри точок 1,2,3,4 за індикативною діаграмою рис.1.

$P_1 := 0.1 \cdot 10^6 \text{ Па}$ Початковий тиск, точка 1

$P_2 := 0.3 \cdot 10^6 \text{ Па}$ Кінцевий тиск, точка 2

Об'єм газу у точках діаграми

$V_0 := 0.005 \text{ м}^2$

$V_2 := 0.06 \text{ м}^2$

$V_1 := 0.01 \text{ м}^2$

$V_3 := 0.06 \text{ м}^2$

2. Робота ізохоричного стиснення газу.

$$A_{\pi} := P_1 \cdot V_2 \cdot \ln\left(\frac{P_2}{P_1}\right)$$

$$A_{\pi} = 6.592 \times 10^3 \text{ Дж}$$

3. Робота адиабатичного стиснення газу.

$$A_a := \frac{\nu}{\nu - 1} \cdot P_1 \cdot V_2 \cdot \left[\left(\frac{P_2}{P_1} \right)^{\frac{\nu - 1}{\nu}} - 1 \right]$$

$$A_a = 7.234 \times 10^3 \text{ Дж}$$

Робота політропічного стиснення:

$$A_{\pi} := \frac{A_{\pi} + A_a}{2}$$

$$A_{\pi} = 6.913 \times 10^3 \text{ Дж}$$

4. Об'єм газу за політропічного стиснення (точка №3).

Об'єм за адиабатичного стиснення (діаграми рис.1 крапка №3)

$$V_{3a} := \left(\frac{P_1 \cdot V_2^{\nu}}{P_2} \right)^{\frac{1}{\nu}}$$

$$V_{3a} = 0.024 \text{ м}^3$$

Об'єм за ізохоричного стиснення (діаграми рис.1 крапка №3)

$$V_{3i} := 0.02$$

$$V_{3i} = 0.02 \text{ м}^3$$

Політропічного стиснення $V_{3\pi} := \frac{V_{3a} + V_{3i}}{2}$

$$V_{3\pi} = 0.022 \text{ м}^3$$

5. **Визначення додаткової та повної роботи.**

Додаткова

$$A_d := (P_2 - P_1) \cdot \left(V_{3п} - \frac{V_1 + V_0}{2} \right) \quad A_d = 2.902 \times 10^3 \quad \text{Дж}$$

Повна

$$A_{\text{ind1}} := A_{\text{п}} + A_d \quad A_{\text{ind1}} = 9.815 \times 10^3 \quad \text{Дж}$$

6. **Об'єм газу всасування за цикл.**

$$V_{p1} := V_2 - V_1 \quad V_{p1} = 0.05 \quad \text{м}^3$$

7. **Приведення подачі газу за єдиною системою виніру (за секунду) .**

$$Q_p := \frac{Q}{3600} \quad Q_p = 1.25 \quad \text{м}^3 / \text{с}$$

8. **Визначення потужності.**

$$k_z := 1.05 \quad \text{Коефіцієнт запасу} \quad P_{dv1} := \frac{k_z \cdot A_{\text{ind1}} \cdot Q_p}{V_{p1} \cdot \eta_k \cdot \eta_{\text{п}}} \quad P_{dv1} = 526210.415 \quad \text{Вт}$$

СПИСОК РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Филиппов Б.А., Ильинский Н.Ф. Основы электропривода. М.: МЭИ, 1977.
2. Чиликин М, Г., Сандлер А. С. Общий курс электропривода: Учебник для вузов. 6-е изд, доп. и перераб. М.: Энергоиздат, 1981. 576 с.
3. Москаленко В.В. Автоматизированный электропривод: Учебник для вузов. М.: Энергоатомиздат, 1986.
4. Малиновский А.К. Автоматизированный электропривод машин и установок шахт и рудников. Учебник для ВУЗов. М.: Недра, 1987. 227 с.
5. Попов Е.П. Теория линейных систем автоматического регулирования и управления: Учеб. пособие для вузов. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Наука, 1989.
6. Терехов В. М. Системы управления электроприводов : учебник для студ. высш. учеб. заведений / В. М. Терехов, о. И. Осипов; под ред. В. М. Терехова. - 2-е ИЗД., стер. - М. : Издательский центр «Академия», 2006. - 304 с.
7. Токарев Б.Ф. Электрические машины: Учебник для вузов. М.: Энергоатомиздат, 1990.
8. Ильинский Н.Ф., Козаченко В.Ф. Общий курс электропривода: Учебник для вузов. М.: Энергоатомиздат, 1992.
9. Колб А.А., Колб А.А. Теорія електропривода. Д: НГУ 2006 р. 511 с.
10. Грейсух М.В. Электрооборудование обогатительных и агломерационных фабрик. М.: Metallurgatomizdat, 1960. 240 с.
11. Практична схемотехніка в електроприводі [текст]: навчальний посібник (лабораторний практикум). Д.: Державний ВНЗ «НГУ», 2014. 183 с.
12. Электрификация стационарных установок шахт. Справочное пособие / под редакцией Пивняка Г.Г. М: Недра, 1990. 399 с.
13. Соколов А.К. Автоматизированный электропривод общепромышленных механизмов. М: Недра, 1969. 544 с.
14. Глушко В.В. Характеристики режимов работы горных машин и их автоматическое управление. М: Недра, 1983.
15. Ключев В.И., Терихов В.М. Электропривод общепромышленных механизмов. М: Недра, 1980.
16. Онищенко, Г.Б. Асинхронные вентильные каскады и двигатели двойного питания. М: Энергия, 1979.
17. Шахтные вентиляторные установки главного проветривания. Справочник /Г.А. Бабак, К.П.Бочаров, А.Т. Волхов и др. М.: Недра, 1982.



Воскобойник Владислав Еммануїлович

(народився 1938р.)

Кандидат технічних наук, професор. Закінчив Дніпропетровський інститут інженерів залізничного транспорту. Працював у Державному ВНЗ «Національний гірничий університет» на посаді професора кафедри електропривода. Наукова діяльність була присвячена електроприводу та автоматизації одноковшевих екскаваторів, електроприводу левітаційного транспортну.



Бородай Валерій Анатолійович

(народився у 1963 р.)

Кандидат технічних наук, доцент. Закінчив Дніпропетровський гірничий інститут. Працює у НТУ «Дніпровська політехніка» на посаді заступника декана електротехнічного факультету з навчальної роботи, доцент кафедри електропривода. Наукова діяльність присвячена проблемам ресурсозбереження у гірничо-металургійному комплексі та розробці його енергетичного устаткування.



Боровик Роман Олексійович

(народився у 1979 р.)

Закінчив Національну гірничу академію України. Працює у НТУ «Дніпровська політехніка» на посаді асистента кафедри електропривода. Наукова діяльність присвячена програмному керуванню потужними синхронними електроприводами.



Нестерова Ольга Юріївна

(народилася у 1984 р.)

Кандидат педагогічних наук, доцент. Закінчила Дніпропетровський національний університет, Державний ВНЗ «Національний гірничий університет». Працює у НТУ «Дніпровська політехніка» на посаді доцента кафедри перекладу. Наукова діяльність присвячена проблемам вдосконалення інженерної освіти, зокрема мовній підготовці та питанням підтримки академічної доброчесності.

Навчальне видання

Воскобойник Владислав Еммануїлович
Бородай Валерій Анатолійович
Боровик Роман Олексійович
Нестерова Ольга Юріївна

ОСНОВИ ЕЛЕКТРОПРИВОДА ВИРОБНИЧИХ
МАШИН І КОМПЛЕКСІВ
Навчальний посібник

Видається в редакції авторів

Підготовано до видання
у Національному технічному університеті
«Дніпровська політехніка».