

**МІНІСТЕРСТВО АГРАРНОЇ ПОЛІТИКИ ТА  
ПРОДОВОЛЬСТВА УКРАЇНИ**  
**Миколаївський національний аграрний університет**

Кафедра енергетики аграрного виробництва

**Конспект лекцій з дисципліни**  
**«Основи електропривода»**

**Миколаїв 2014**

Укладачі:

Плахтир О.О., к.т.н, доцент кафедри енергетики аграрного виробництва Миколаївського НАУ;

Друкується згідно з рішенням методичної ради МДАУ,  
протокол № від «    »                    200    року.

Наклад 150 прим. Підписано до друку \_\_\_\_\_

Надруковано у видавничому відділі МДАУ.

54010, Миколаїв вул. Паризької комуни,9

*Основною літературою для засвоєння матеріалу дисципліни є:*

1. Теорія електропривода/ За ред. М.Г.Поповича.- К.: Вища школа, 1993.-494 с.
2. Ключев В.И. Теория электропривода.- М.: Энергоатомиздат, 1985.- 560 с.
3. Чиликин М.Г., Сандлер А.С. Общий курс электропривода,- М.: Энергоиздат, 1981.- 576 с.

*Додатковою літературою може слугувати:*

1. Вешеневский С.Н. Характеристики двигателей в электроприводе.- М.: Энергия, 1977.- 432 с.
2. Справочник по автоматизированному электроприводу/ Под ред. В.А.Елисеева, А.В.Шинянского.- М.: Энергоатомиздат, 1983.- 616 с.
3. Чиликин М.Г., Ключев В.И., Сандлер А.С. Теория автоматизированного электропривода.- М.: Энергия, 1979.- 616 с.

## ВСТУП

Вирішальний вплив на розвиток продуктивних сил суспільства має спосіб отримання механічної енергії для виконання роботи. Перехід на парові двигуни для привода робочих машин обумовив стрімке зростання виробництва у XVIII – XIX ст. А вже XX ст. стало віком електрики, бо основним джерелом механічної енергії стали більш досконалі електричні двигуни. Так як електропривод (ЕП) народився в надрах віку пару, то на перших порах електричним двигуном замінювали парову машину для привода трансмісії цілого цеху. Основним недоліком такого електропривода було збереження громіздкої механічної трансмісії, за допомогою якої механічна енергія від електродвигуна розподілялась до всіх робочих машин та їх механізмів, рис.В.1. Але цей, на перший погляд простий перехід, дозволив централізовано виробляти електроенергію на електростанціях, які можна було зручно розташовувати біля родовищ корисних копалин чи на річках та розподіляти електроенергію за допомогою електромережі між споживачами.

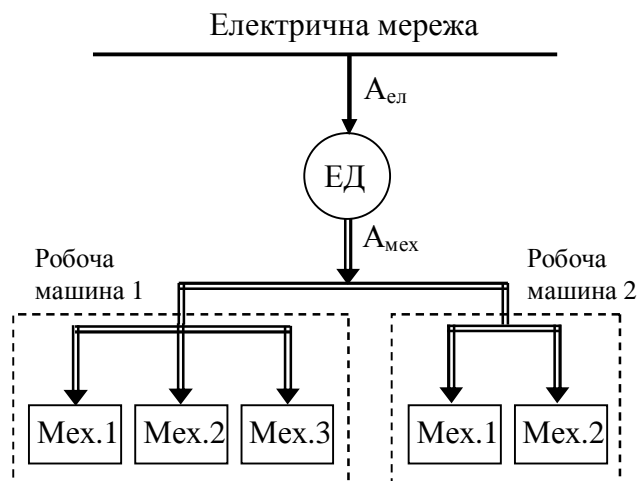


Рис.В1.  $A_{\text{ел}}$  – електрична енергія,  $A_{\text{мех}}$  – механічна енергія, ЕД – електричний двигун, Мех. – механізм.

Наступним етапом розвитку електропривода стало встановлення на кожній робочій машині окремого електродвигуна, рис.В.2. Розподіл механічної енергії до механізмів робочої машини як і раніше здійснюється механічною трансмісією, але така схема потребувала вже нового підходу до конструювання робочих машин і звільнила цехи від громіздкої механічної трансмісії. Проте електроприводи на рис.В.1 і В.2 виконують однакові функції – лише перетворення електричної енергії у механічну для привода групи механізмів, тому ці схеми представляють один вид електропривода, який називається *груповим*. Особливістю групового електропривода є неможливість керування технологічним процесом за

допомогою системи керування електроприводом (СКЕП), так як пуск, зупинка, зміна величини та напрямку швидкості робочих органів механізмів здійснюється за допомогою механічних засобів: коробок передач, фрикційних механізмів, муфт тощо. Електропривод за рис.В.1 зараз не використовується, а за рис.В.2 ще експлуатується, особливо в металообробці та текстильній промисловості.

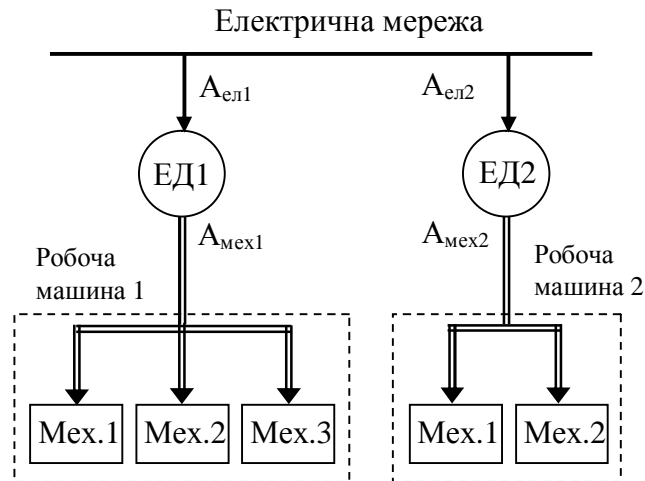


Рис.В.2.

Складна кінематика та високі вимоги до виготовлення деталей механічної трансмісії, необхідність автоматизації виробництва обумовило заміну групового електропривода *індивідуальним*, коли кожен механізм має один або декілька двигунів, рис.В.3.

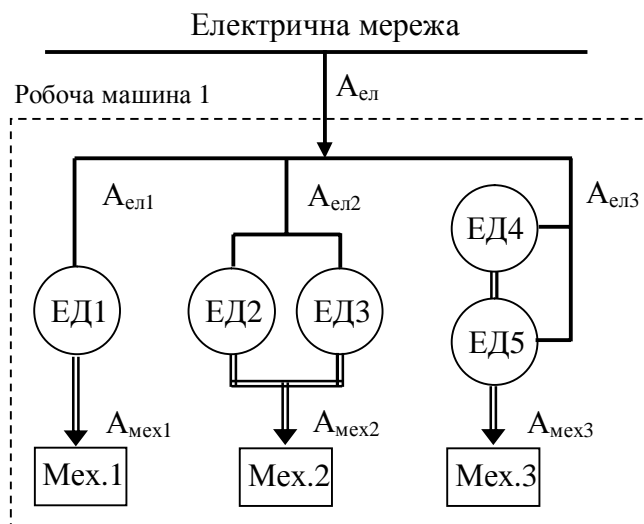


Рис.В.3.

В останньому випадку електропривод називається *багатодвигунним*, як механізмів 2 та 3. Перехід на індивідуальний електропривод дає якісну зміну, бо крім функції перетворення електричної енергії у механічну він

може виконувати функцію керування рухом робочого органу механізму - пуск, зупинка, зміна швидкості, реверс тощо. При цьому електропривод разом із механізмом зливаються в єдину електромеханічну систему, що дозволяє оптимізувати її роботу та взаємно пов'язати з ходом технологічного процесу. Це обумовлює й характерну тенденцію розвитку електропривода – спрощення кінематики та ускладнення системи керування.

Таким чином сучасний ЕП є індивідуальним і виконує дві основні функції:

- 1) перетворення електричної енергії у механічну;
- 2) керування рухом робочого органу механізму.

Згідно до стандарту ГОСТ 16593-79 *електроприводом* називається електромеханічна система, яка складається з електродвигунного, перетворювального, передавального та керуючого пристроїв, і яка призначена для приводу в рух робочих органів машини й керування цим рухом. Згідно наведеного, функціональну схему електропривода представлено на рис.В4.

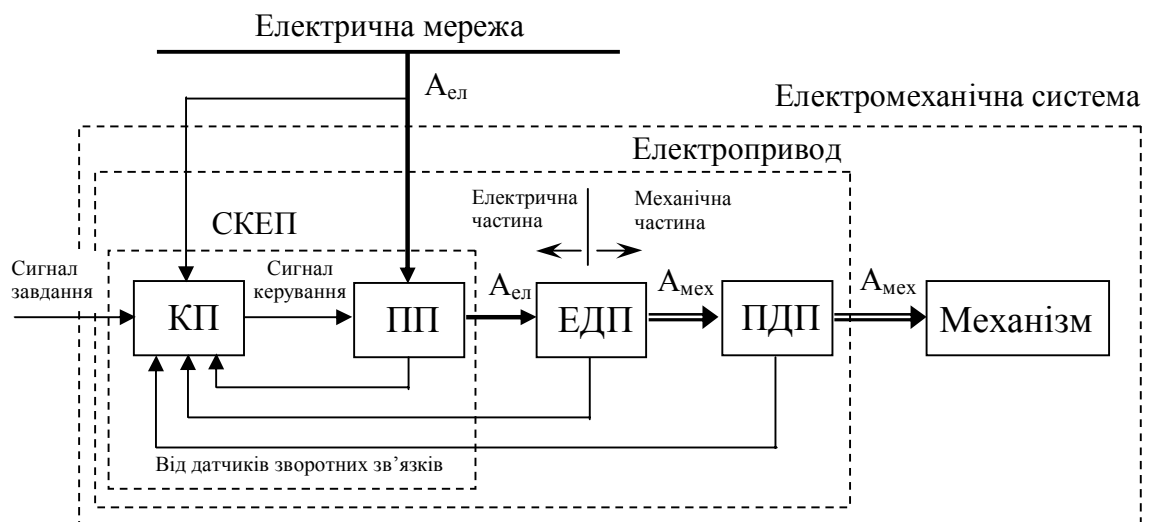


Рис.В.4.

Для виконання своїх функцій електропривод підключено до електричної мережі, із якої він споживає електроенергію. Якщо електропривод живиться не від мережі, а від окремого джерела електроенергії (акумуляторна чи сонячна батарея, дизель-генератор тощо), то він називається *автономним*.

Електродвигунний пристрій (ЕДП) – це основний елемент електропривода. В якості ЕДП виступають рушії різних типів (двигуни постійного струму, асинхронні та синхронні двигуни змінного струму, лінійні та дугостаторні двигуни, вентильні та крокові двигуни тощо), які перетворюють електричну енергію в механічну. (В окремих режимах

роботи згідно зворотності електричних машин ЕП може здійснювати зворотне перетворення механічної енергії від механізму в електричну енергію та віддавати її до мережі).

Перетворювальний пристрій (ПП) керує потоком електричної енергії, яка поступає від електромережі до електродвигунного пристрою, із метою зміни режиму роботи останнього. ПП може бути простим, у вигляді силових перемикачів, або складним, у вигляді керованих випрямлячів, перетворювачів частоти, інверторів, широтно-імпульсних перетворювачів тощо. ПП складає силову електричну частину системи керування електроприводом.

Передавальний пристрій (ПДП) необхідний для передачі механічної енергії від двигуна до механізму. Це редуктори, ремінні, рейкові та кривошипно-шатунні передачі, передачі “гвинт-гайка” тощо. Якщо передавальний пристрій відсутній, то електропривод називається *безпосереднім*.

Керуючий пристрій (КП) призначено для керування електродвигунним пристроєм за допомогою перетворювального, а також збору та обробки інформації. Він являє собою несилову інформаційну частину системи керування електроприводом. КП у залежності від складності електропривода може бути реалізовано за допомогою кнопок, реле, командоапаратів чи інтегральних мікросхем, мікропроцесорів, керуючих ЕОМ тощо.

За рахунок керованої механічної енергії, отриманої від електропривода, робочий орган механізму (кабіна ліфта, східці ескалатора, шпиндель станка, гак крана, маніпулятор робота тощо) виконує необхідний технологічний рух. Основними координатами цього механічного руху є кутова чи лінійна швидкість, момент чи зусилля, кутове чи лінійне положення, тому і системи керування електроприводів розділяються на три основні види:

- 1) керування швидкістю;
- 2) керування моментом (зусиллям);
- 3) керування положенням.

Електропривод є найбільшим споживачем електроенергії. Близько 2/3 всієї електроенергії світу споживає електропривод, тому важливими є питання енергозбереження, раціонального використання, підвищення ККД та мінімізації втрат у процесі роботи електропривода.

За час розвитку теорії електропривода (ТЕП) отримано надбання, які можна розділити на три групи:

- 1) загальна теорія, яка вивчає фізичні закономірності та методи розрахунку електропривода;
- 2) теорія окремих систем електропривода у залежності від технічної реалізації (частотний ЕП змінного струму, вентильний ЕП, тиристорний ЕП постійного струму тощо);

3) теорія застосування електропривода в окремих областях (ЕП прокатних станів, ЕП побутових машин, ЕП станків тощо).

Електропривод включає механічну частину, закони руху якої досліджуються методами теоретичної механіки, а властивості – прикладної механіки, теорії машин та механізмів. Електромеханічні перетворення енергії у двигуні описуються в теорії електричних машин. Керування потоком електричної енергії в електричній частині електропривода не можливе без знань законів теоретичної електротехніки та електроніки. Загальні методи аналізу та синтезу базуються на законах теорії автоматичного керування. Таким чином, для опанування теорією електропривода необхідні знання з вищевказаних базових дисциплін та із загальнотеоретичних дисциплін, як математика, фізика тощо.



---

## 1. МЕХАНІКА ЕЛЕКТРОПРИВОДУ

### 1.1. Загальні відомості

Механічна частина електропривода – це рухомі маси двигуна (ротор) та передавального пристрою. З механічною частиною електропривода безпосередньо зв'язаний робочий орган (РО) механізму, який є об'єктом керування електропривода, рис. В.4. Хоча робочий орган механізму не входить до механічної частини електропривода, але його параметри (маса, момент інерції тощо) враховуються в математичному описі електропривода, тому при проектуванні електропривода потрібно розглядати кінематичну схему всієї електромеханічної системи.

Кінематичні схеми дуже різноманітні, але вони мають загальні особливості, бо складаються з типових елементів, а саме - зв'язаних в один механічний ланцюг мас, що рухаються обертально чи поступально. При навантаженні елементи кінематичної схеми відповідно до закону Гука пружно деформуються, бо не є абсолютно жорсткими. Цей рух механічної частини електропривода описується законами теоретичної та прикладної механіки.

### 1.2. Розрахункові схеми та правила приведення параметрів

На кінематичній схемі елементи, які рухаються поступально, характеризуються масою  $m$  [кг], а ті, що рухаються обертально – моментом інерції  $J$  [кг·м<sup>2</sup>]. Кожен елемент, пов'язаний з наступним елементом невагомим механічним зв'язком, який характеризується жорсткістю  $c$  [Н/м], [Нм/рад].

*Жорсткість* – це величина зусилля чи моменту на одиницю деформації тіла. Чим більша жорсткість тіла, тим менше воно деформується. При поступальному русі на тіло діє пружне зусилля  $F_{12}=F_1-F_2$  [Н], яке викликає деформацію  $\Delta S=S_1-S_2$  [м], рис.1.1. Жорсткість дорівнює відношенню  $c=F_{12}/\Delta S$  [Н/м].

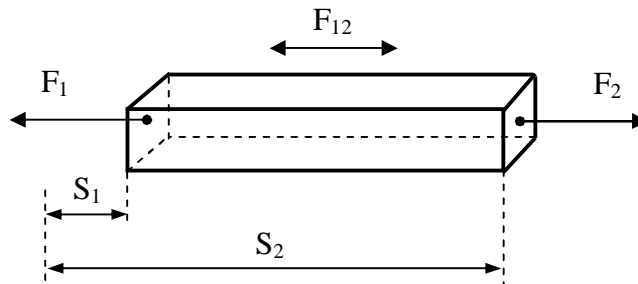


Рис.1.1.

При обертовому русі на тіло діє пружний момент  $M_{12}=M_1 - M_2$  [Нм], який викликає деформацію  $\Delta\varphi=\varphi_1-\varphi_2$  [рад], рис.1.2. В цьому випадку жорсткість дорівнює  $c=M_{12}/\Delta\varphi$  [Нм/рад].

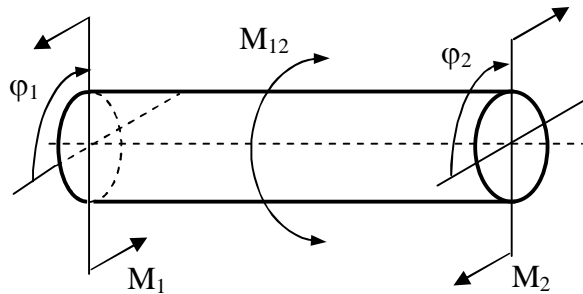


Рис.1.2.

Жорсткість залежить від геометричних розмірів тіла та матеріалу, із якого воно виготовлено. Для пружного стержня при його стисканні чи розтягуванні жорсткість визначається за наступною формулою

$$c = \frac{SE}{L}, \text{ [Н/м]} \quad (1.1)$$

де  $S$  – площа поперечного перерізу стержня,  $\text{м}^2$  ;  
 $E$  – модуль пружності матеріалу, Па ;  
 $L$  – довжина стержня, м.

Для пружного валу при його скручуванні жорсткість визначається наступним чином

$$c = \frac{\pi R^4 G}{2L}, \text{ [Н·м]} \quad (1.2)$$

де  $G$  – модуль пружності скручування матеріалу, Па ;  
 $R$  – радіус валу, м.

Величина, обернена до жорсткості, називається *піддатливістю*.

Найпершою задачею при проектуванні ЕП є складання на основі кінематичної схеми механічної частини електромеханічної системи розрахункової схеми та її спрощення до ступеня відповідно до вимог синтезу. Чим простіша розрахункова схема, тим простіший її математичний опис і відповідний регулятор, але при спрощенні не повинно якісно змінитися математична модель електромеханічної системи.

Кожен елемент кінематичної схеми характеризується жорсткістю, масою чи моментом інерції, сукупністю діючих на нього моментів чи сил, але має свою швидкість, тому для безпосереднього порівняння вказаних

параметрів їх необхідно привести до однієї швидкості. Найчастіше приведення здійснюється до швидкості двигуна, але інколи - до лінійної швидкості робочого органу. В результаті приведення реальна кінематична схема замінюється енергетично еквівалентною розрахунковою. Найбільший вплив на рух мають елементи з найбільшою масою, як найбільш інерційні, та зв'язки з найменшою жорсткістю, бо призводять до коливань мас. Виділивши їх, можна спростити розрахункову схему й тим самим забезпечити меншу складність системи керування електроприводом.

На рис.1.3 представлено кінематичну схему підйомного механізму.

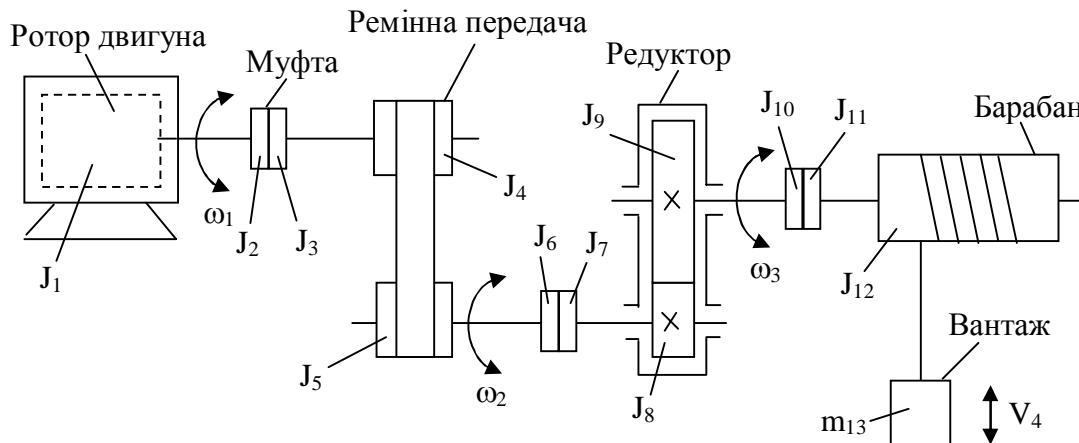


Рис.1.3.

На основі цієї схеми спочатку складається попередня розрахункова схема, рис.1.4. Для цього вибирається швидкість, до якої буде здійснюватись приведення. У даному випадку - це швидкість двигуна  $\omega_1$ . Реальні елементи (двигун, редуктор тощо) на схемі зображуються прямокутниками, площа яких пропорційна їх моментам інерції (масам). Прямокутники з'єднуються невагомими зв'язками, довжина яких обернено пропорційна жорсткості валів чи каната. Елементи, які рухаються із швидкістю, відмінною від швидкості двигуна, позначаються з верхнім індексом "штрих", що означає приведення параметрів до валу двигуна.

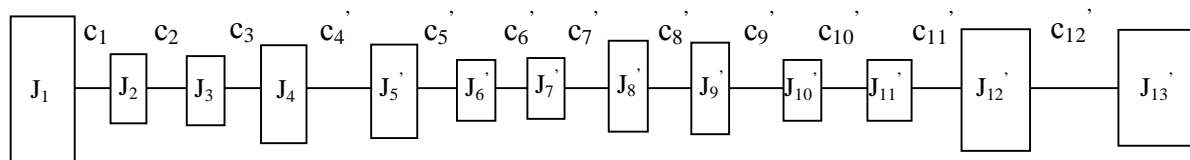


Рис.1.4.

Умовою приведення параметрів реальної схеми до розрахункової є виконання закону збереження енергії та елементарної роботи.

При приведенні моментів інерції та мас повинен виконуватися закон збереження кінетичної енергії. Для обертального руху при приведенні

моменту інерції елемента, який рухається зі швидкістю  $\omega_i$ , до розрахункової швидкості  $\omega_1$  повинна виконуватися умова

$$W_{ki} = W_{ki}', \text{ тобто } \frac{J_i \omega_i^2}{2} = \frac{J_i' \omega_1^2}{2}, \text{ звідкіля}$$

$$J_i' = \frac{J_i}{i_{li}^2}, \quad (1.3)$$

де  $i_{li} = \frac{\omega_1}{\omega_i}$  - передаточне число від валу приведення до i-го валу.

Аналогічно для поступального руху  $\frac{m_i V_i^2}{2} = \frac{J_i' \omega_1^2}{2}$ , звідкіля

$$J_i' = m_i \cdot \rho_{li}^2, \quad (1.4)$$

де  $\rho_{li} = \frac{V_i}{\omega_1}$  - радіус приведення.

Для лінійних кінематичних зв'язків  $i_{li}$  та  $\rho_{li}$  є незмінними.

Переміщення та прискорення приводяться на основі відношення швидкостей елементів. Для обертального руху кутове переміщення  $\varphi_i$  [рад] після приведення дорівнює

$$\varphi_i' = \varphi_i \cdot i_{li}, \quad (1.5)$$

а кутове прискорення  $\varepsilon_i$  [рад/с<sup>2</sup>]

$$\varepsilon_i' = \varepsilon_i \cdot i_{li}. \quad (1.6)$$

Для поступального руху лінійне переміщення  $S_i$  [м] після приведення визначається наступною формулою

$$\varphi_i' = \frac{S_i}{\rho_{li}}, \quad (1.7)$$

а лінійне прискорення  $a_i$  [м/с<sup>2</sup>]

$$\varepsilon_i' = \frac{a_i}{\rho_{li}}. \quad (1.8)$$

При приведенні жорсткостей повинен виконуватися закон збереження потенціальної енергії  $W_{ni} = W_{ni}'$ . Для обертального руху

$$\frac{c_i \Delta\varphi_i^2}{2} = \frac{c_i' \Delta\varphi_1^2}{2}, \quad \text{звідкіля}$$

$$c_i' = \frac{c_i}{i_{li}^2}. \quad (1.9)$$

Для поступального руху  $\frac{c_i \Delta S_i^2}{2} = \frac{c_i' \Delta\varphi_1^2}{2}$ , звідкіля

$$c_i' = c_i \cdot \rho_{li}^2. \quad (1.10)$$

Приведення моментів та зусиль здійснюється за умови рівності елементарної роботи на можливих переміщеннях. Для обертального руху  $M_i \delta\varphi_i = M_i' \delta\varphi_1$ , звідкіля приведений момент дорівнює

$$M_i' = \frac{M_i}{i_{li}}. \quad (1.11)$$

Для поступального руху  $F_i \delta S_i = M_i' \delta\varphi_1$ , звідкіля знаходиться приведенне зусилля

$$M_i' = F_i \cdot \rho_{li}. \quad (1.12)$$

На основі аналізу числових значень приведених моментів інерції (мас) та жорсткостей виділяються найбільш суттєві, тобто найбільші приведені маси та найменші приведені жорсткості. На основі цього здійснюється спрощення. Декілька елементів схеми можна об'єднати в один. При цьому новий елемент буде характеризуватися еквівалентним (сумарним) моментом інерції та еквівалентною жорсткістю. При послідовному об'єднанні елементів еквівалентна жорсткість визначається за формулою

$$\frac{1}{c_{\text{екв}}} = \frac{1}{c_1} + \frac{1}{c_2} + \dots, \quad (1.13)$$

а при паралельному з'єднанні еквівалентна жорсткість дорівнює

$$c_{\text{екв}} = c_1 + c_2 + \dots \quad (1.14)$$

Згідно вищевикладеного еквівалентний момент інерції дорівнює

$$J_{\text{екв}} = J_1 + \sum_{i=1}^n \frac{J_i}{i_{1i}^2} + \sum_{j=1}^k m_j \cdot \rho_{1i}^2 ,$$

де  $n$  – кількість приведених елементів, які рухаються обертально;  
 $k$  – кількість приведених елементів, які рухаються поступально.

Нехай на попередній розрахунковій схемі, рис.1.4, найменшу жорсткість має ремінна передача та канат, тобто  $c_4$ ,  $c_{12}$ , а найбільший момент інерції має двигун, барабан та вантаж, тобто  $J_1$ ,  $J_{12}$ ,  $J_{13}$ . Моменти інерцій елементів, які розділяються зв'язками з найменшими жорсткостями, об'єднуються

$$\begin{aligned} J_{\text{екв1}} &= J_1 + J_2 + J_3 + J_4 ; \\ J_{\text{екв2}} &= J_5 + J_6 + J_7 + J_8 + J_9 + J_{10} + J_{11} + J_{12} ; \\ J_{\text{екв3}} &= J_{13} . \end{aligned}$$

Ці еквівалентні моменти інерції з'єднуються еквівалентними жорсткостями згідно (1.13), значення яких визначаються жорсткостями зв'язків, розташованих між найбільшими моментами інерції

$$c_{\text{екв1}} = \frac{1}{\frac{1}{c_1} + \frac{1}{c_2} + \frac{1}{c_3} + \frac{1}{c_4} + \frac{1}{c_5} + \frac{1}{c_6} + \frac{1}{c_7} + \frac{1}{c_8} + \frac{1}{c_9} + \frac{1}{c_{10}} + \frac{1}{c_{11}}} ,$$

$$c_{\text{екв2}} = c_{12} .$$

Після такого спрощення початкова розрахункова схема приймає наступний вигляд, рис.1.5.

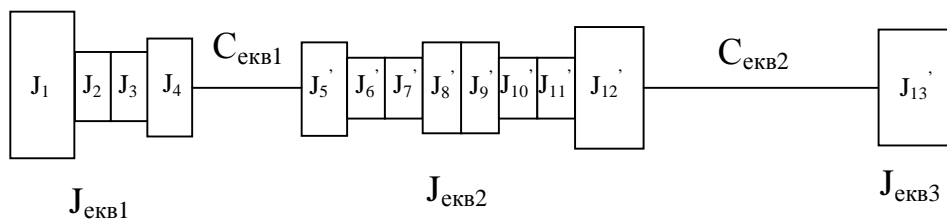


Рис.1.5.

Тобто схема представляється трьома масами, з'єднаними двома пружними зв'язками. Якщо жорсткість  $c_{\text{екв2}}$  набагато менша за  $c_{\text{екв1}}$ , то схему на рис.1.5 можна ще спростити, об'єднавши  $J_{\text{екв1}}$  та  $J_{\text{екв2}}$ , і отримати двомасову схему. На спрощених схемах еквівалентні маси зображуються колами, а жорсткості – у вигляді схематичних пружин.

При синтезі ЕП після спрощень найчастіше використовуються три розрахункові схеми:

- 1) Тримасова – для детального аналізу та якісного синтезу електромеханічних систем із двома суттєвими пружними зв'язками. Використовується найрідше, рис.1.6.

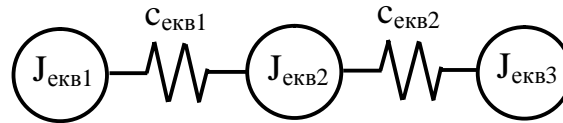


Рис.1.6.

- 2) Двомасова – найбільш адекватно відображує процеси більшості електромеханічних систем з одним суттєвим пружним зв'язком, рис.1.7.

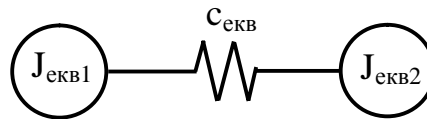


Рис.1.7.

- 3) Одномасова – застосовується найчастіше для синтезу та аналізу електропривода та електромеханічних систем із високою жорсткістю зв'язків або коли жорсткістю зв'язків нехтують. Усі маси замінюються однією еквівалентною, рис.1.8.



Рис.1.8.

Рухомі елементи кінематичної схеми можуть мати паралельні ділянки, що характерно для багатодвигунних електроприводів. Еквівалента жорсткість обчислюється за формулою (1.14), рис.1.9.

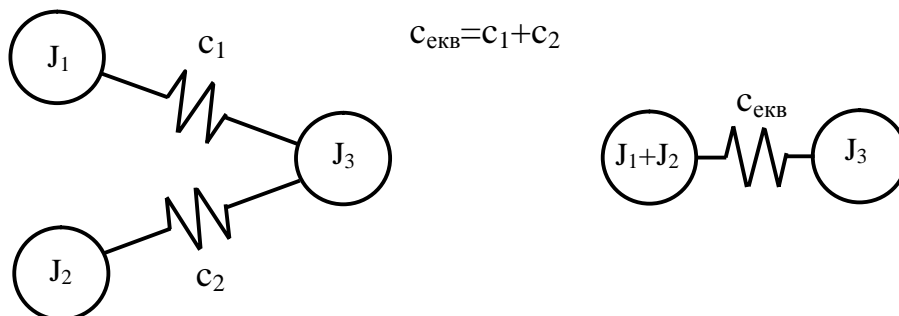


Рис.1.9.

В реальних системах завжди є дисипативні сили, наприклад, сили внутрішнього в'язкого тертя, які призводять до поглинання енергії механічних коливань, обумовлених пружністю механічних зв'язків. На розрахункових схемах сили внутрішнього в'язкого тертя з коефіцієнтом

тертя  $\beta$  позначається механічним демпфером, який встановлюється паралельно пружному зв'язку, рис.1.10.

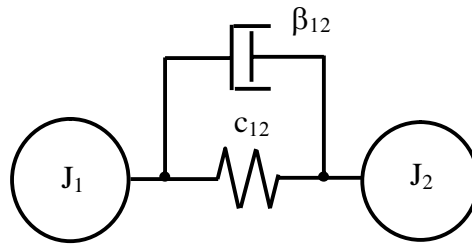


Рис.1.10.

Сили внутрішнього тертя пропорційні швидкості деформації. Для обертального руху момент тертя дорівнює

$$M_{\text{вт}} = \beta \frac{d\Delta\varphi}{dt} = \beta \Delta\omega, \quad (1.15)$$

а для поступального руху сила тертя

$$F_{\text{вт}} = \beta \Delta V. \quad (1.16)$$

Приведення коефіцієнта в'язкого тертя (демпфірування) виконується на основі збереження енергії дисипації  $W_{\text{д}} = W_{\text{д}}'$ . Для обертального руху

$$W_{\text{д}} = \frac{\beta \Delta\omega^2}{2}, \quad \text{тому} \quad \beta_i' = \frac{\beta_i}{i_{\text{li}}^2}. \quad (1.17)$$

Аналогічно для поступального руху

$$\beta_i' = \beta_i \cdot \rho_{\text{li}}^2. \quad (1.18)$$

При послідовному з'єднанні елементів еквівалентний коефіцієнт тертя знаходиться аналогічно до (1.13)

$$\frac{1}{\beta_{\text{екв}}} = \frac{1}{\beta_1} + \frac{1}{\beta_2} + \frac{1}{\beta_3} + \dots, \quad (1.19)$$

а при паралельному – до (1.14)

$$\beta_{\text{екв}} = \beta_1 + \beta_2 + \beta_3 + \dots \quad (1.20)$$



---

З вищенаведеного розрахункова схема створюється за наступним алгоритмом:

- 1) Складається кінематична схема реальної системи;
- 2) Обчислюються реальні значення параметрів елементів кінематичної схеми: маси, моменти інерції, жорсткості тощо;
- 3) Визначається швидкість, до якої буде здійснюватися приведення параметрів (найчастіше - це швидкість двигуна);
- 4) Усі параметри приводяться до вибраної швидкості та складається попередня розрахункова схема;
- 5) По кількісних значеннях приведених параметрів визначаються суттєві жорсткості (найменші) та маси (найбільші);
- 6) На основі аналізу результату п'ятого пункту попередня розрахункова схема спрощується до необхідного ступеню, тобто до типової три-, дво-, чи одномасової схеми.

### 1.3. Типові статичні навантаження електропривода

На механічну частину електропривода діють:

- 1) електромагнітний момент двигуна,  $M$ ;
- 2) статичний момент, створений робочими органами механізмів,  $M_c$ .

(В подальшому узагальнено розглядаються моменти сил, хоча всі приведені закономірності справедливі і для зусиль. Це пояснюється тим, що в електроприводі переважно використовуються електродвигуни обертового руху).

Статичний момент складається із суми моментів корисного навантаження  $\Sigma M_{\text{кн}}$ , необхідних для виконання роботи, та суми моментів втрат  $\Sigma \Delta M$ , в тому числі механічних втрат у двигуні

$$M_c = \Sigma M_{\text{кн}} + \Sigma \Delta M. \quad (1.21)$$

Моменти корисного навантаження в різних механізмах мають різний характер, але з них можна виділити типові. Крім того, основною координатою електропривода є швидкість, тому важливою є залежність статичного моменту від швидкості

$$M_c = f(\omega) \quad \text{або} \quad \omega = f(M_c). \quad (1.22)$$

Ця залежність (1.22) називається *механічною характеристикою* механізму (двигун має також механічну характеристику). За своєю природою та за характером взаємодій з електроприводом усі статичні моменти розділяються на *активні* та *реактивні*.

1) *Активний* момент створюється зовнішніми, по відношенню до двигуна, джерелами енергії (сила вітру, сила тяжіння, потенціальна сила

тощо) незалежно від напрямку руху електропривода. Сила тяжіння  $F$  вантажу механізму підйому завжди направлена до центру Землі, рис.1.11,а.

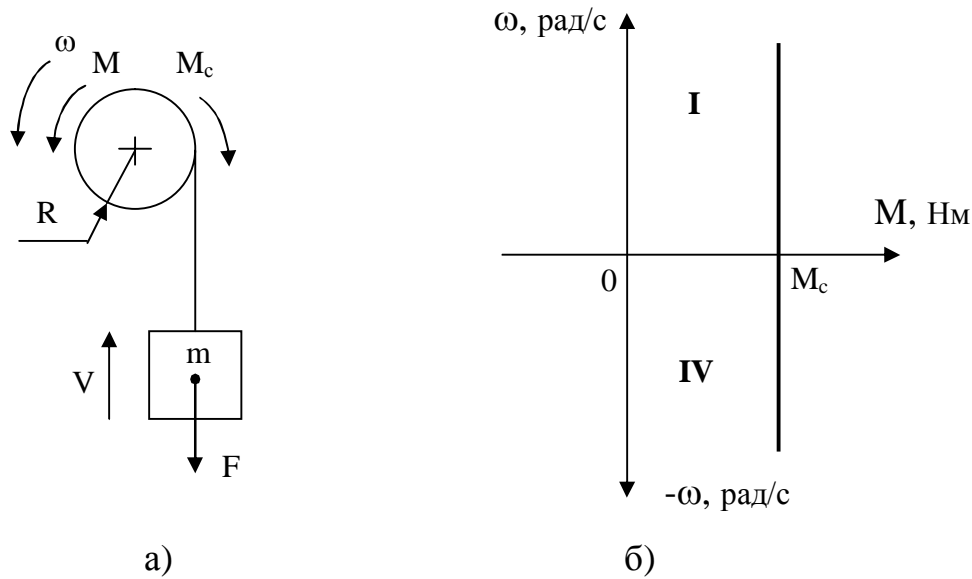


Рис.1.11.

Статичний момент, який створює сила тяжіння, дорівнює

$$M_c = F \cdot R = mgR \quad (1.23)$$

де  $R$  – радіус барабана лебідки;

і пропорційно залежить від маси вантажу  $m$ , тому змінюється від нуля і до максимального значення  $M_{cmax}$  при зміні маси від нуля і до  $m_{max}$ . Цей статичний момент (1.23) не залежить від величини й напрямку швидкості, тому його механічна характеристика представляє собою пряму, розташовану в I-ому та IV-ому квадранті (четверті) площини, рис.1.11, б. Якщо підйомний механізм врівноважено, наприклад, ліфт із противагою, то момент може змінюватись в більш широких межах, рис.1.12. В цьому випадку активний статичний момент дорівнює

$$M_c = m_1 g R - m_2 g R = (m_1 - m_2) g R, \quad (1.24)$$

де  $m_2$  – незмінна маса противаги.

Якщо  $m_1=0$ , то  $M_{cmin} = -m_2 g R$ . При  $m_1=m_2$  момент  $M_c=0$ , а при  $m_1=m_{1max}$  момент дорівнює максимальному додатному значенню  $M_{cmax}>0$ . Діапазон зміни статичного моменту вказано на рис.1.12.

2) *Реактивний* момент діє завжди проти напрямку руху, тому він змінює знак при зміні напрямку швидкості.

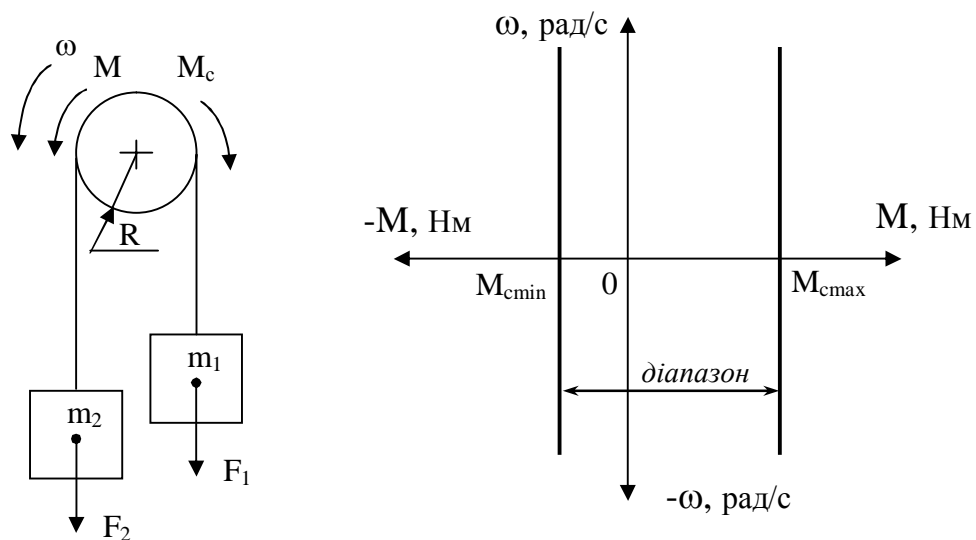


Рис.1.12.

Реактивний момент виникає як реакція на рушійний момент, створений двигуном або іншими активними силами, в тому числі силами інерції. За видом залежності від швидкості реактивний момент умовно розділяється на момент:

- сухого (кулонівського) тертя;
- в'язкого тертя;
- вентиляторного типу.

Момент *сухого (кулонівського) тертя*  $M_{co}$  змінює стрибком своє значення на протилежне при зміні напрямку руху, рис.1.13.

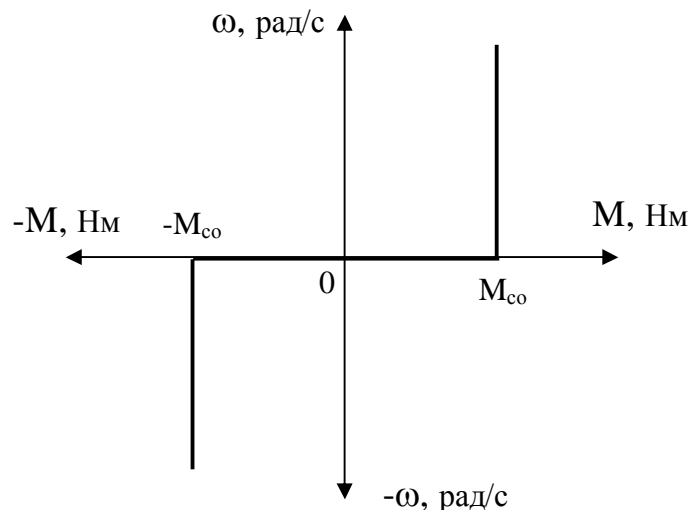


Рис.1.13.

При цьому величина моменту не залежить від швидкості. На електропривод найчастіше діє саме момент сухого тертя, який описується наступною залежністю

$$M_c = \begin{cases} M_{co} \operatorname{sign} \omega, & \text{якщо } \omega \neq 0; \\ M, & \text{якщо } \omega = 0 \text{ та } |M| \leq |M_{co}|; \\ M_{co} \operatorname{sign} M, & \text{якщо } \omega = 0 \text{ та } |M| > |M_{co}|. \end{cases} \quad (1.25)$$

В механізмах реальний момент сухого тертя має більш складний характер, так як момент зрушення може бути в декілька разів більшим за момент руху. Технологічні процеси обробки деталей на верстатах мають схожий вигляд, наприклад, момент різання на токарному верстаті, рис.1.14

$$M_c = F_z \cdot R_p. \quad (1.26)$$

де  $F_z$  – зусилля різання;  
 $R_p$  – радіус різання.

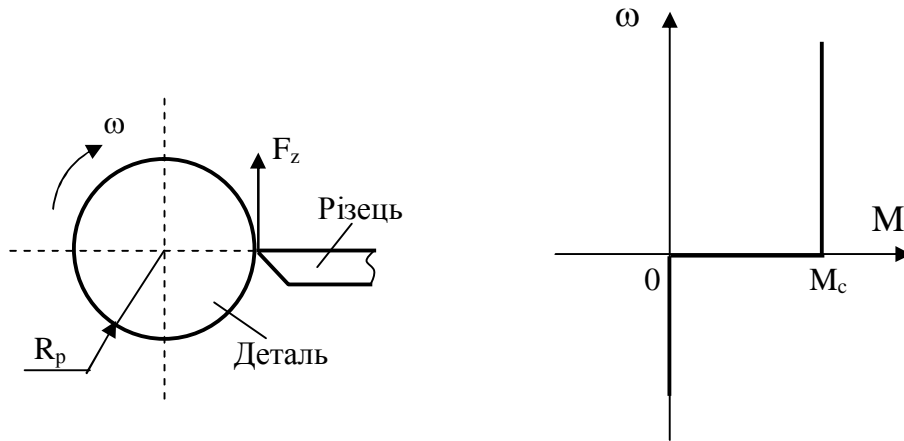


Рис.1.14.

Момент в'язкого тертя лінійно залежить від швидкості, рис. 1.15

$$M_c = \beta \cdot \omega, \quad (1.27)$$

де  $\beta$  - коефіцієнт пропорційності.

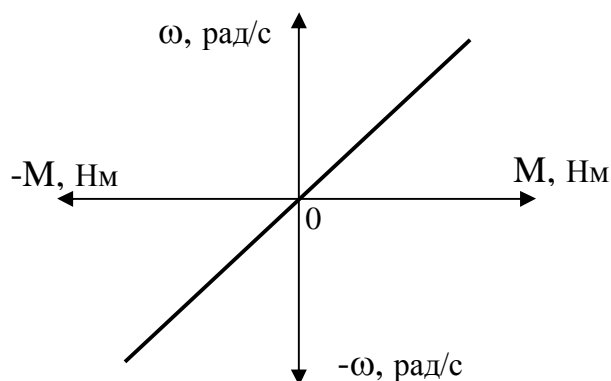


Рис.1.15.

На практиці окремо цей вид моменту зустрічається рідко. Найчастіше він присутній у моменті реального тертя.

Момент *вентиляторного типу* залежить від квадрата швидкості й створюється струминними машинами (вентилятори, насоси), рис.1.16

$$M_c = \beta \cdot \omega^2. \quad (1.28)$$

В механізмах цей момент найчастіше діє разом із моментом сухого тертя, рис.1.16. Деякі механізми, наприклад, відцентрові насоси, які працюють на протитиск, мають залежність від швидкості вище другої степені.

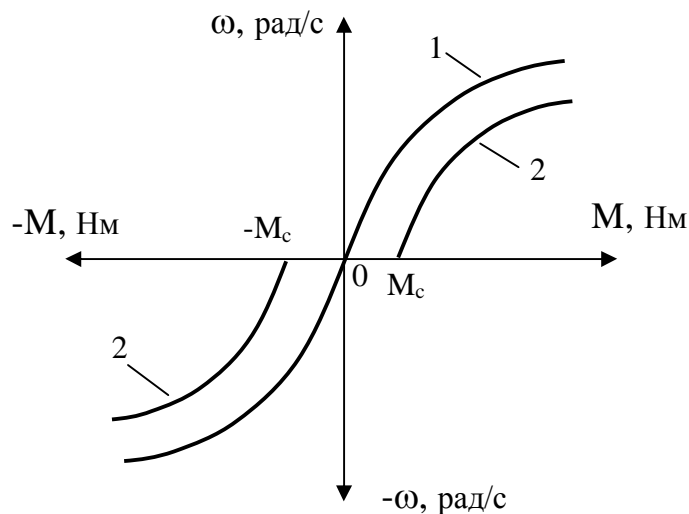


Рис.1.16. Ідеальний вентиляторний момент -1, вентиляторний момент разом із моментом сухого тертя - 2.

Навантаження може бути періодичним. Найчастіше такий характер мають кривошипно-шатунні, кулісні та інші механізми, в яких радіус приведення залежить від кута повороту вала

$$M_c = M_{c_{\max}} \sin(k\omega_{\text{сер}} t), \quad (1.29)$$

де  $\omega_{\text{сер}}$  – середня швидкість двигуна;  
 $k$  – коефіцієнт повтору коливань навантаження;  
 $t$  – час.

При обчисленні значення статичного моменту при приведенні моментів та сил до валу двигуна потрібно враховувати втрати в елементах кінематичного ланцюга (редуктори, ремінні передачі тощо). Найпростіше це зробити за допомогою сумарного ККД ланцюга, обчисленого на основі номінальних ККД цих елементів, вказаних у їх паспортних даних

$$\eta_{\text{мех}} = \eta_1 \cdot \eta_2 \cdot \eta_3 \cdots \quad (1.30)$$

Для точнішого визначення реального ККД і відповідно статичного моменту потрібно використовувати залежності ККД елементів від навантаження. Якщо знаки швидкості та статичного моменту протилежні, то при приведенні момент корисного навантаження ділиться на сумарний ККД

$$M_c = M_{\text{кн}} / (i \cdot \eta_{\text{мех}}) + \Delta M_{\text{дв}}, \quad (1.31)$$

а якщо знаки моменту та швидкості співпадають, то множиться

$$M_c = M_{\text{кн}} \cdot \eta_{\text{мех}} / i - \Delta M_{\text{дв}}, \quad (1.32)$$

де  $\Delta M_{\text{дв}}$  – механічні втрати у двигуні.

Наприклад, для підйомного механізму активний статичний момент при підйомі вантажу  $M_{c1}$  не співпадає за напрямком із швидкості, тому його значення більше моменту при опусканні вантажу  $M_{c2}$  на величину сумарного моменту втрат  $\Delta M$ , рис.1.17.

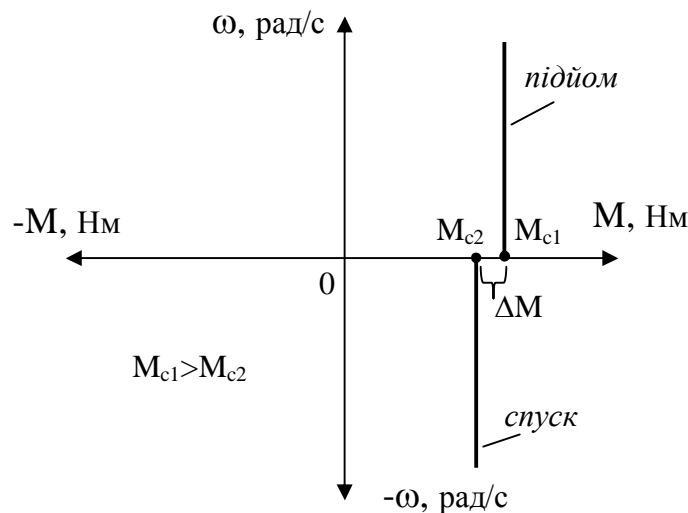


Рис.1.17.

Момент механічних втрат у двигуні  $\Delta M_{\text{дв}}$  складає всього 1÷5% від номінального моменту двигуна, тому при розрахунках він часто нехтується.

Реальний статичний момент конкретного ЕП для всіх його трьох типових розрахункових схем: три-, дво-, одномасової, рис.1.6 – рис.1.8, має одне незмінне значення

$$\begin{aligned} M_c &= M_{c1} + M_{c2} + M_{c3} \\ M_c &= M_{c1} + M_{c2} \\ M_c &= M_{c1} \end{aligned} \quad (1.33)$$

але розподіляється між масами відповідно до реальних умов, наприклад, для тримасової схеми, рис.1.18.

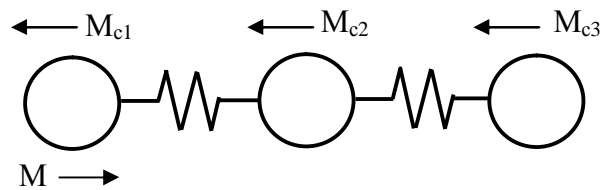


Рис.1.18.

Важливим є завдання знаків моментів у формулах, представлених у скалярній формі. Момент двигуна  $M$  береться із знаком “+”, якщо його дія співпадає з напрямком швидкості  $\omega$ , та із знаком “-“, якщо не співпадає. Знак статичного моменту  $M_c$ , який діє проти напрямку швидкості, а це завжди реактивний момент та інколи активний, береться із знаком швидкості. Активний статичний момент, який є рушійним, тобто діє в напрямку швидкості, береться із знаком, протилежним до швидкості.

#### 1.4. Рівняння руху механічної частини електропривода

Механічну частину ЕП можна представити системою твердих тіл, рух яких обмежений механічними зв’язками. Найбільш загальною формою запису диференціальних рівнянь, які описують рух такої системи, є відоме рівняння Лагранжа 2-го роду

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{\partial W_K}{\partial \dot{q}_i} \right) - \frac{\partial W_K}{\partial q_i} = Q_i' - \frac{\partial W_{\Pi}}{\partial q_i} - \frac{\partial W_D}{\partial \dot{q}_i}, \quad (1.34)$$

де  $W_K$  – кінетична енергії системи;  
 $W_{\Pi}$  – потенціальна енергії системи;  
 $W_D$  – енергія дисипації (розсіювання) системи;  
 $Q_i'$  – узагальнена сила;  
 $q_i$  – узагальнена координата;  
 $\dot{q}_i = \frac{dq_i}{dt}$  – узагальнена швидкість;  
 $i$  – кількість рівнянь, яка визначається степенем вільності механічної системи.

В механічній частині електропривода кожна маса обертається на осі, тобто має одну степінь вільності, тому кількість рівнянь дорівнює кількості мас розрахункової схеми. Для обертального руху узагальненою координатою є кут повороту валу  $q_i = \varphi_i [\text{рад}]$ , а узагальненою швидкістю –

кутова швидкість валу  $\dot{q}_i = \omega_i [\text{рад/с}]$ . Відповідно для поступального руху це – лінійне переміщення  $q_i = S [\text{м}]$  та лінійна швидкість  $\dot{q}_i = V [\text{м/с}]$ .

1.4.1. Рівняння руху та структурна схема одномасової розрахункової схеми механічної частини електропривода

Розрахункова схема представляється однією масою із сумарним моментом інерції  $J$ , на яку діють момент двигуна  $M$  та статичний момент  $M_c$ . Під дією цих моментів маса рухається із швидкістю  $\omega$ , проходячи шлях  $\varphi$ , рис.1.19.

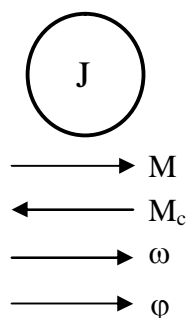


Рис.1.19.

Для даної схеми складається рівняння Лагранжа згідно (1.34). Кінетична енергія дорівнює  $W_k = \frac{J\omega^2}{2}$ , потенціальна -  $W_{\Pi}=0$ , дисипації -  $W_{\text{Д}}=0$ . Похідна кінетичної енергії за кутом

$$\frac{\partial W_k}{\partial \varphi} = 0 \quad (1.35)$$

та швидкістю

$$\frac{\partial W_k}{\partial \omega} = J\omega \quad (1.36)$$

Узагальнена сила

$$Q' = M - M_c \quad (1.37)$$

Після підстановки (1.35)-(1.37) у (1.34) отримується рівняння руху механічної частини електропривода, представлені однією масою розрахунковою схемою

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



яке остаточно має вигляд

$$J \frac{d\omega}{dt} = M - M_c, \quad (1.38)$$

де  $\frac{d\omega}{dt} = \varepsilon \left[ \frac{\text{рад}}{\text{с}^2} \right]$  - кутове прискорення маси.

Рівняння (1.38) називається *основним рівнянням* руху ЕП. Воно вірно описує рух у цілому, коли вплив пружних зв'язків несуттєвий. На основі рівняння (1.38) складається передаточна функція та структурна схема жорсткої механічної частини. Так як входом є різниця моментів  $M - M_c$ , а виходом швидкість  $\omega$ , то після заміни

$$\frac{d}{dt} \Rightarrow p, \quad Jp\omega = M - M_c$$

передаточна функція має вигляд

$$W(p) = \frac{\omega(p)}{M(p) - M_c(p)} = \frac{1}{Jp}. \quad (1.39)$$

Як видно з (1.39) механічна частина являє собою інтегруючу ланку, рис.1.20

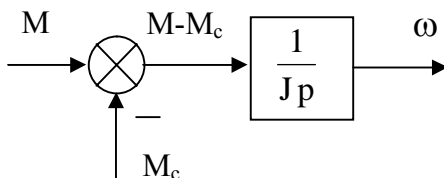


Рис.1.20.

Якщо вихідною координатою механічної частини є кут повороту, то структурна схема на рис.1.20 доповнюється інтегратором, рис.1.21,

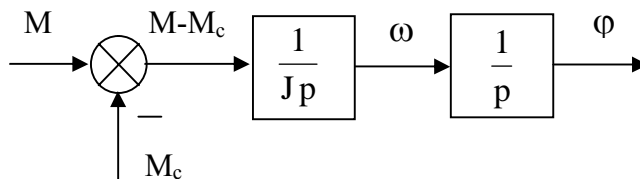


Рис.1.21

так як  $\frac{d\varphi}{dt} = \omega$ ,  $p\varphi = \omega$  і остаточно передаточна функція дорівнює

$$W(p) = \frac{\varphi(p)}{\omega(p)} = \frac{1}{p} \quad (1.40)$$

Аналогічно складається рівняння для поступального руху на основі розрахункової схеми, показаної рис.1.22.

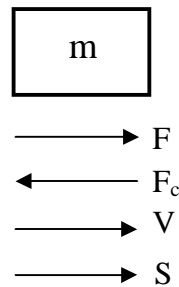


Рис.1.22.

В результаті рівняння руху має вигляд

$$m \frac{dV}{dt} = F - F_c, \quad (1.41)$$

де  $\frac{dV}{dt} = a \left[ \frac{m}{c^2} \right]$  - лінійне прискорення маси;

на основі якого з урахуванням рівняння для лінійного переміщення

$$\frac{dS}{dt} = V \quad (1.42)$$

складається структурна схема для лінійного руху механічної частини ЕП, рис.1.23.

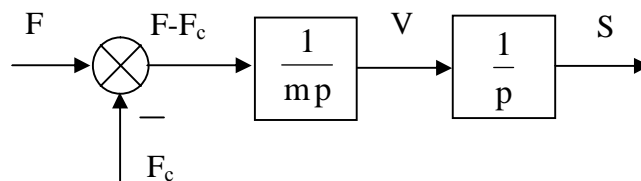


Рис.1.23.

#### 1.4.2. Рівняння руху та структурна схема двомасової розрахункової схеми без врахування внутрішнього в'язкого тертя

Перша маса характеризується моментом інерції  $J_1$ , на яку діють момент двигуна  $M$  та статичний момент  $M_{c1}$ . На другу масу, яка має момент інерції  $J_2$ , діє статичний момент  $M_{c2}$ , рис.1.24.

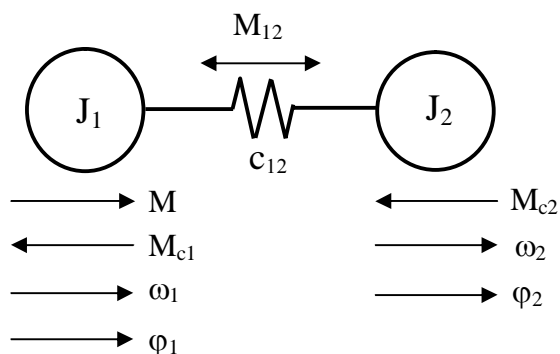


Рис.1.24.

Кінетична енергія даної системи дорівнює  $W_K = \frac{J_1 \omega_1^2}{2} + \frac{J_2 \omega_2^2}{2}$ ,

потенціальна -  $W_{\Pi} = \frac{c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2)^2}{2}$ , дисипації -  $W_D=0$ . Рівняння Лагранжа складається для кожної маси. Для першої маси похідна потенціальної енергії за кутом

$$\frac{\partial W_{\Pi}}{\partial \varphi_1} = -c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2) \quad (1.43)$$

та похідна кінетичної енергії за швидкістю

$$\frac{\partial W_K}{\partial \omega_1} = J_1 \omega_1. \quad (1.44)$$

Узагальнена сила

$$Q'_1 = M - M_{c1}. \quad (1.45)$$

Після підстановки (1.43)-(1.45) у (1.34) отримується рівняння руху першої маси механічної частини електропривода

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}(J_1 \omega_1) + c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2) &= M - M_{c1} \quad \text{або} \\ J_1 \frac{d\omega_1}{dt} &= M - c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2) - M_{c1}. \end{aligned} \quad (1.46)$$

Аналогічно для другої маси похідна потенціальної енергії за кутом

$$\frac{\partial W_{\Pi}}{\partial \varphi_2} = c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2) \quad (1.47)$$

та похідна кінетичної енергії за швидкістю

$$\frac{\partial W_K}{\partial \omega_2} = J_2 \omega_2, \quad (1.48)$$

узагальнена сила

$$Q'_2 = -M_{c2}. \quad (1.49)$$

і рівняння руху другої маси

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}(J_2 \omega_2) - c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2) &= -M_{c2} \quad \text{або} \\ J_2 \frac{d\omega_2}{dt} &= c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2) - M_{c2}. \end{aligned} \quad (1.50)$$

У рівняннях руху мас (1.46) і (1.50) момент

$$M_{12} = c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2) \quad (1.51)$$

є пружним моментом взаємодії двох мас, які рухаються. Похідна пружного моменту дорівнює

$$\frac{dM_{12}}{dt} = c_{12} \left( \frac{d\varphi_1}{dt} - \frac{d\varphi_2}{dt} \right) = c_{12}(\omega_1 - \omega_2). \quad (1.52)$$

Наведені рівняння (1.46), (1.50), (1.52) описують рух електропривода, представленого двомасовою розрахунковою схемою

$$\left\{ \begin{aligned} J_1 \frac{d\omega_1}{dt} &= M - M_{12} - M_{c1} \\ J_2 \frac{d\omega_2}{dt} &= M_{12} - M_{c2} \\ \frac{dM_{12}}{dt} &= c_{12}(\omega_1 - \omega_2) \end{aligned} \right. \quad (1.53)$$

На основі рівнянь (1.53) складається структурна схема кожної ланки та системи в цілому, рис.1.25.

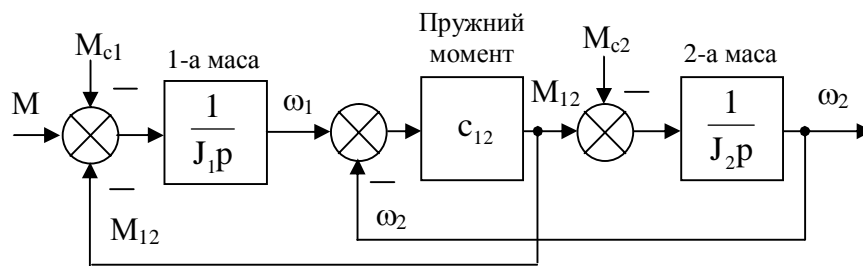


Рис.1.25.

Для систем керування положенням робочих органів механізмів потрібна інформація про переміщення мас  $\varphi_1$  та  $\varphi_2$ . Для цього рівняння (1.53) доповнюється інтеграторами (1.40) і набувають наступного вигляду

$$\left\{ \begin{array}{l} J_1 \frac{d\omega_1}{dt} = M - M_{12} - M_{c1} \\ J_2 \frac{d\omega_2}{dt} = M_{12} - M_{c2} \\ \frac{d\varphi_1}{dt} = \omega_1 \\ \frac{d\varphi_2}{dt} = \omega_2 \\ M_{12} = c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2) \end{array} \right. \quad (1.54)$$

Структурна схема, яка відповідає рівнянням (1.54), представлена на рис.1.26.

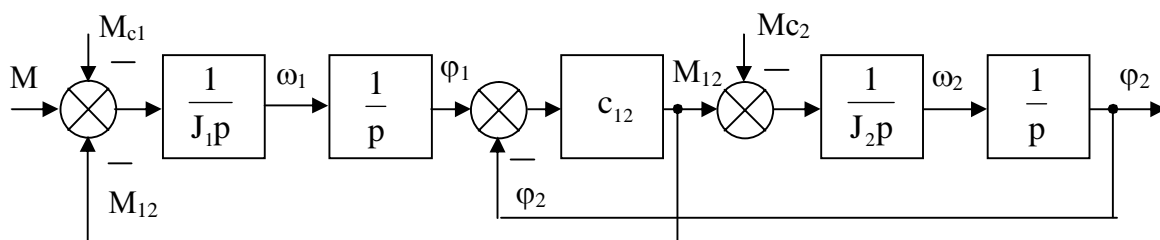


Рис.1.26.

### 1.4.3. Рівняння руху та структурна схема двомасової розрахункової схеми механічної частини електропривода з урахуванням внутрішнього в'язкого тертя

Сили внутрішнього в'язкого тертя поглинають енергію коливань, обумовлену пружним зв'язком, тобто призводять до затухання коливань мас, проте величина цих сил незначна, тому вони суттєво на рух не впливають. Розрахункову схему механічної частини електропривода для цього випадку показано на рис.1.27.

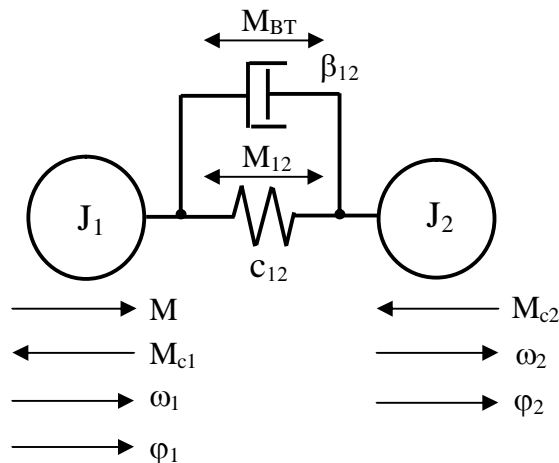


Рис.1.27.

Кінетична енергія даної системи дорівнює  $W_K = \frac{J_1 \omega_1^2}{2} + \frac{J_2 \omega_2^2}{2}$ , потенціальна -  $W_{\Pi} = \frac{c_{12}(\phi_1 - \phi_2)^2}{2}$ , дисипації -  $W_D = \frac{\beta_{12}(\omega_1 - \omega_2)^2}{2}$ . Після складання рівняння Лагранжа аналогічно (1.43)-(1.52) отримується система рівнянь (1.55), яка описує рух механічної частини електропривода згідно рис.1.27.

$$\begin{cases} J_1 \frac{d\omega_1}{dt} = M - M_{12} - M_{BT} - M_{c1} \\ J_2 \frac{d\omega_2}{dt} = M_{12} + M_{BT} - M_{c2} \\ \frac{dM_{12}}{dt} = c_{12}(\omega_1 - \omega_2) \\ M_{BT} = \beta_{12}(\omega_1 - \omega_2) \end{cases} \quad (1.55)$$

Останнє рівняння в системі (1.55) визначає момент внутрішнього в'язкого тертя  $M_{BT}$ . Відповідна структурна схема представлена на рис.1.28.

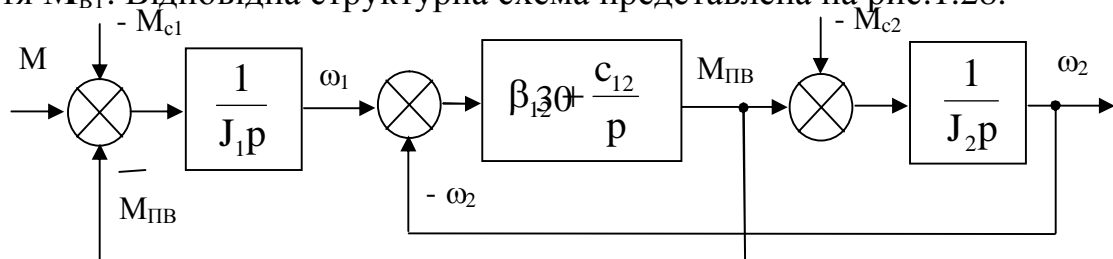


Рис.1.28.

Структурна схема реалізує реально існуючий у природі сумарний пружно-в'язкий момент  $M_{\text{пв}} = M_{12} + M_{\text{вт}}$ . Якщо для аналізу потрібно окремо виділити пружний момент  $M_{12}$  та момент в'язкого тертя  $M_{\text{вт}}$ , то структурна схема представляється згідно рис.1.29.

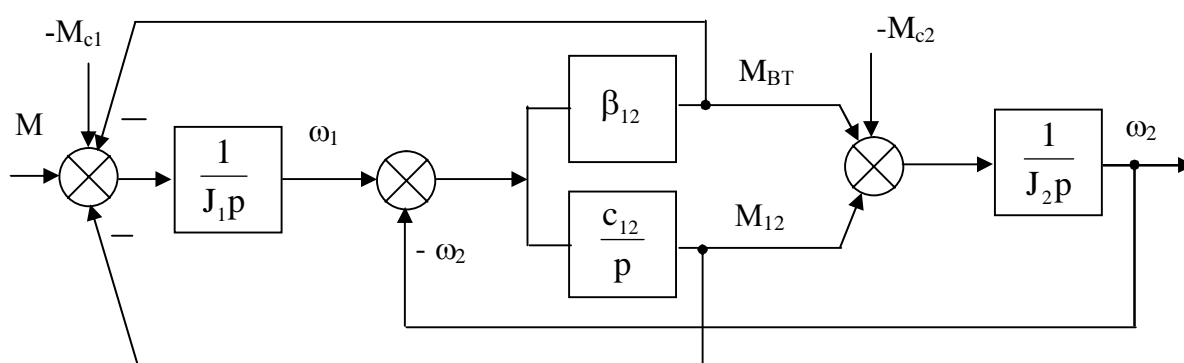


Рис.1.29.

1.4.4. Рівняння руху та структурна схема двомасової розрахункової схеми механічної частини електропривода із зазором без врахування внутрішнього в'язкого тертя

Елементи механічної частини (шестерні редуктора, муфти тощо) можуть мати механічні зазори, обумовлені неточністю виготовлення деталей чи їх зносом. Зазор може бути вибраним (замкненим), якщо всі деталі щільно дотикаються одна до одної, або розімкненим, частково чи повністю. В останньому випадку окремі групи елементів рухаються незалежно. Наявність зазорів негативно впливає на рух механічної частини, так як призводить до ударів, інтенсивного зносу елементів та зниженню точності керування. При розробці розрахункової схеми зазори приводяться як переміщення до однієї швидкості згідно (1.5), (1.6). При описанні системи із зазором за допомогою рівняння Лагранжа обов'язково повинен враховуватися пружний зв'язок. Якщо пружність не враховується, то адекватне математичне описання потрібно розробляти на основі закону збереження імпульсу. Розрахункова схема представлена на рис.1.30.

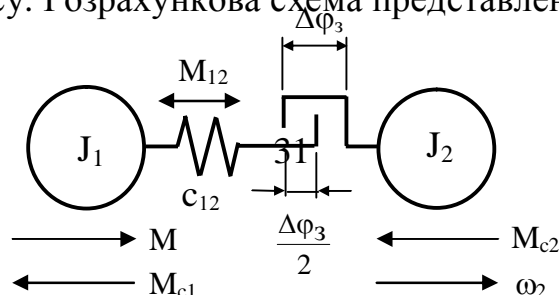


Рис.1.30.

Наявність зазору  $\Delta\varphi_3$  обумовлює нелінійність пружного моменту, рис.1.31

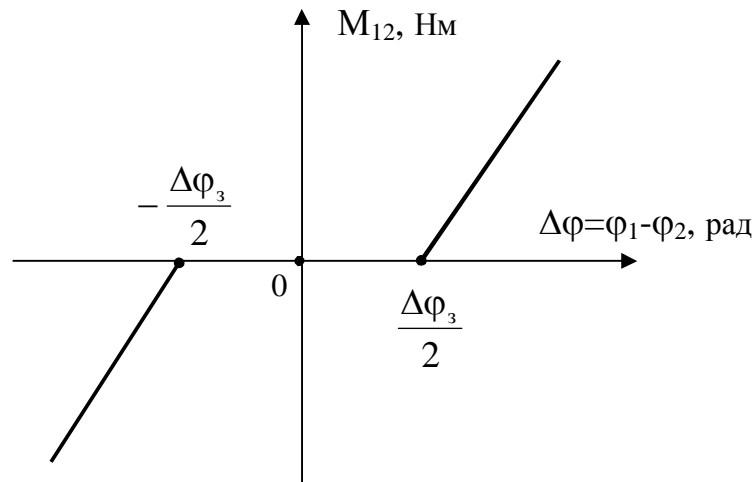


Рис.1.31.

Усі інші рівняння аналогічні рівнянням двомасової схеми без зазору (1.54)

$$\left\{ \begin{array}{l} J_1 \frac{d\omega_1}{dt} = M - M_{12} - M_{c1} \\ J_2 \frac{d\omega_2}{dt} = M_{12} - M_{c2} \\ \frac{d\varphi_1}{dt} = \omega_1 \\ \frac{d\varphi_2}{dt} = \omega_2 \\ M_{12} = \begin{cases} 0, & \text{якщо } |\varphi_1 - \varphi_2| = |\Delta\varphi| \leq \Delta\varphi_3 / 2 \\ c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2 - \Delta\varphi_3 / 2), & \text{якщо } (\varphi_1 - \varphi_2) = \Delta\varphi > \Delta\varphi_3 / 2 \\ c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2 + \Delta\varphi_3 / 2), & \text{якщо } (\varphi_1 - \varphi_2) = \Delta\varphi < -\Delta\varphi_3 / 2 \end{cases} \end{array} \right. \quad (1.56)$$

На основі системи рівнянь (1.56), яка описує рух системи із зазором, складеється відповідна структурна схема, рис.1.32.



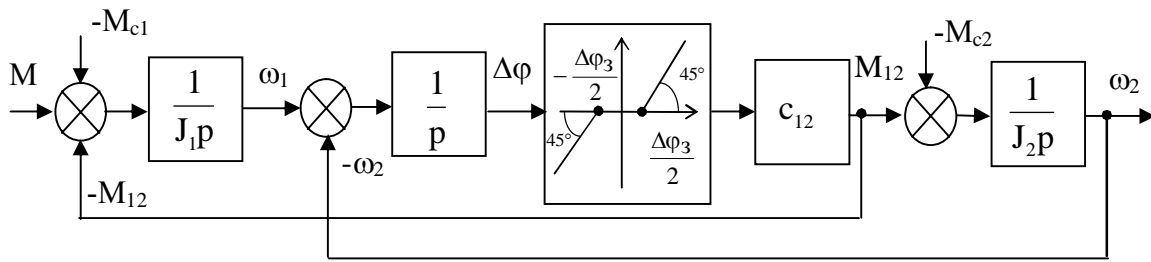


Рис.1.32.

1.4.5. Рівняння руху та структурна схема двомасової розрахункової схеми механічної частини електропривода із зазором та урахуванням внутрішнього в'язкого тертя

Розрахункова схема представлена на рис.1.33. В даному випадку пружний момент  $M_{12}$  та момент внутрішнього в'язкого тертя  $M_{BT}$  характеризуються нелінійною залежністю. Сумарний пружно-в'язкий момент визначається наступною формулою

$$M_{ПВ} = \begin{cases} 0, & \text{якщо } \text{sign} \Delta\varphi \neq \text{sign} \Delta\omega \text{ та } |M_{BT}| > |M_{12}|; \\ M_{BT} + M_{12}, & \text{якщо } \text{sign} \Delta\varphi = \text{sign} \Delta\omega \text{ або } |M_{BT}| \leq |M_{12}|, \end{cases} \quad (1.58)$$

де  $M_{12} = c_{12} F_1(\varphi)$  – пружний момент;  
 $M_{BT} = \beta_{12} \Delta\omega F_2(\varphi)$  – момент в'язкого тертя;  
 $F_1$  та  $F_2$  – нелінійні функції;

$$F_1(\varphi) = \begin{cases} 0 & \text{при } |\Delta\varphi| \leq \frac{\Delta\varphi_3}{2}; \\ \Delta\varphi - \frac{\Delta\varphi_3}{2} & \text{при } \Delta\varphi > \frac{\Delta\varphi_3}{2}; \\ \Delta\varphi + \frac{\Delta\varphi_3}{2} & \text{при } \Delta\varphi < -\frac{\Delta\varphi_3}{2}, \end{cases}$$

$$F_2(\varphi) = \begin{cases} 0 & \text{при } |\Delta\varphi| \leq \frac{\Delta\varphi_3}{2}; \\ 1 & \text{при } |\Delta\varphi| > \frac{\Delta\varphi_3}{2}. \end{cases}$$

Система рівнянь, яка описує рух даної механічної частини, аналогічна (1.56), але до неї замість останнього рівняння підставляється (1.58).

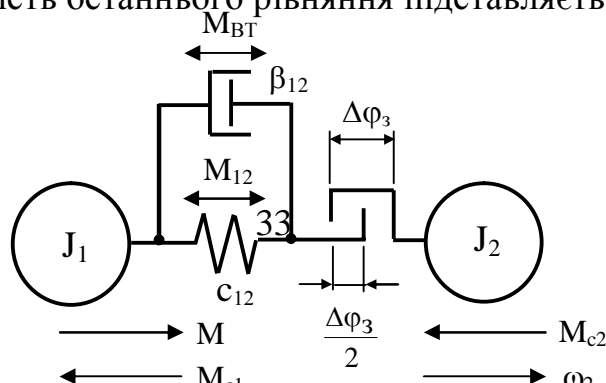


Рис.1.33.

Відповідна структурна схема показана на рис.1.34.

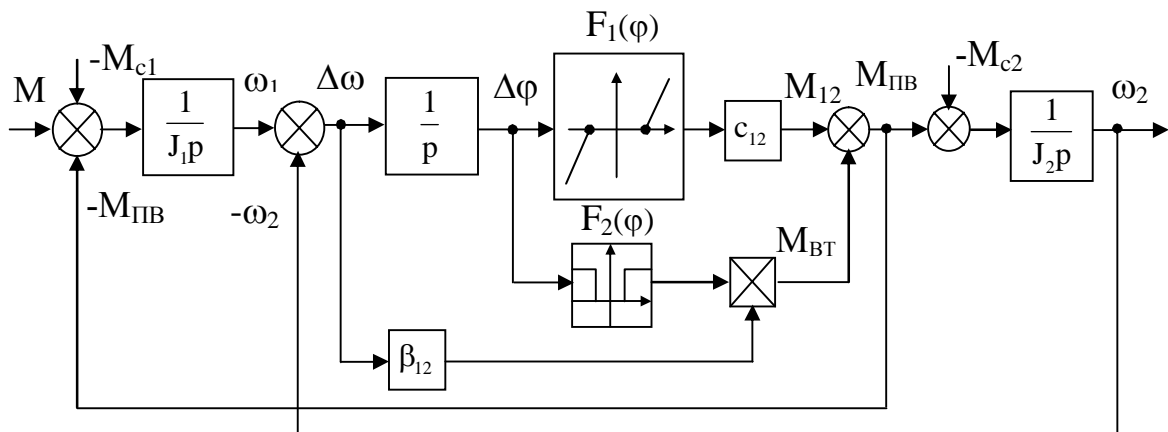


Рис.1.34.

#### 1.4.6. Рівняння руху механізмів із нелінійним кінематичним зв'язком

Ряд механізмів мають нелінійні кінематичні зв'язки, в яких радіус приведення параметрів залежить від кута повороту вала

$$\rho(\varphi) = R_k \sin \varphi, \quad (1.59)$$

наприклад, кривошипно-шатунний механізм, рис.1.35. Узагальненою координатою є кут повороту вала  $\varphi$ . Узагальнена сила дорівнює

$$Q' = M - M_c - F_c \rho(\varphi) = M - M_{c\Sigma}(\varphi), \quad (1.60)$$

де  $M_{c\Sigma}(\varphi) = M_c + F_c R_k \sin \varphi$  – сумарний статичний момент.

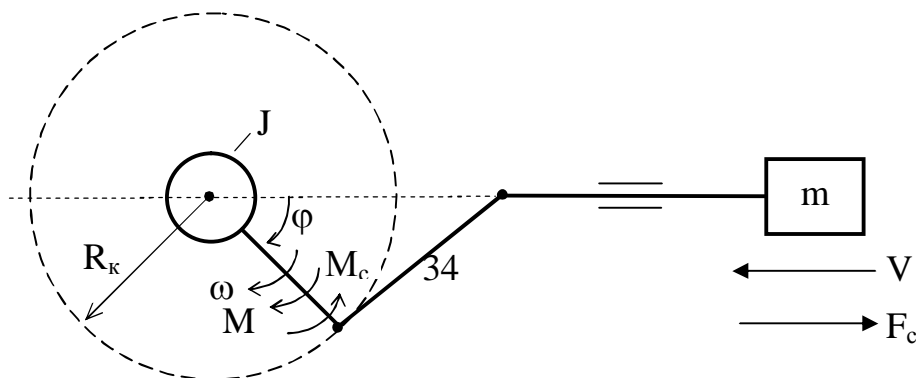


Рис.1.35.

Кінетична енергія системи визначається наступним виразом

$$W_k = \frac{J\omega^2}{2} + \frac{mV^2}{2} = \frac{J\omega^2}{2} + \frac{mp^2(\varphi)\omega^2}{2} = J_\Sigma(\varphi) \frac{\omega^2}{2} . \quad (1.61)$$

На основі (1.60) та (1.61) складається рівняння Лагранжа, яке описує рух кривошипно-шатунного механізму

$$J_\Sigma(\varphi) \frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega^2}{2} \frac{dJ_\Sigma(\varphi)}{d\varphi} = M - M_{c\Sigma}(\varphi) . \quad (1.62)$$

Рівняння руху (1.62) містить момент інерції  $J_\Sigma$  та статичний момент  $M_{c\Sigma}$ , які залежать від кута повороту валу, тобто періодично змінюються. Це ускладнює аналіз та синтез системи керування електроприводом.

### 1.5. Динамічні властивості пружної механічної частини електропривода

Аналіз властивостей пружної механічної частини електропривода проводиться на найбільш розповсюдженій двомасовій розрахунковій схемі без врахування внутрішнього в'язкого тертя. Аналіз здійснюється за керуючою змінною, якою є момент двигуна  $M$ . При цьому збурення, тобто статичний момент не враховується  $M_{c1}=M_{c2}=0$ . Після таких спрощень відповідна структурна схема, яка представлена на рис.1.25, приймає вигляд, рис.1.36.

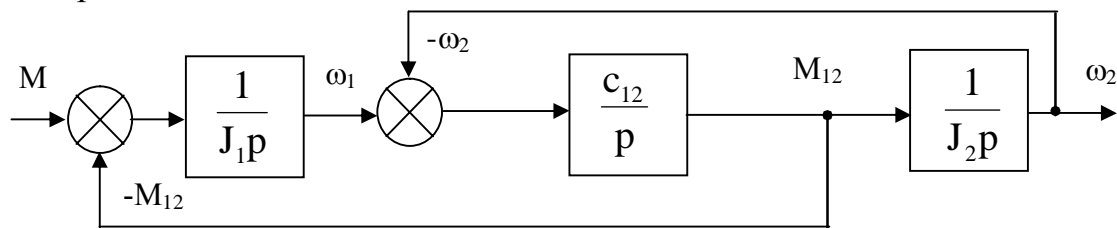


Рис.1.36.

Для проведення аналізу здійснюється структурне перетворення. Для цього вузол із пружним моментом  $M_{12}$  переноситься на вихід схеми, рис.1.37.

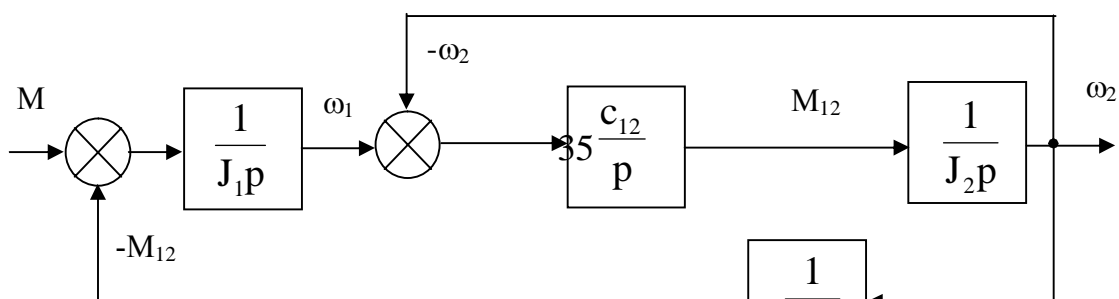


Рис.1.37.

На основі цієї структурної схеми визначається передаточна функція, яка зв'язує вихідну координату – швидкість другої маси  $\omega_2$  із швидкістю першої маси  $\omega_1$

$$W_2(p) = \frac{\omega_2(p)}{\omega_1(p)} = \frac{\frac{c_{12}}{p} \frac{1}{J_2 p}}{1 + \frac{c_{12}}{p} \frac{1}{J_2 p}} = \frac{1}{\left(\frac{J_2}{c_{12}}\right) p^2 + 1}. \quad (1.63)$$

Передаточна функція  $W_2(p)$  являє собою ідеальну коливальну ланку.

Для визначення передаточної функції, яка зв'язує швидкість першої маси  $\omega_1$  з керуючою змінною – моментом двигуна  $M$ , структурна схема (1.37) представляється у наступному вигляді, рис.(1.38).

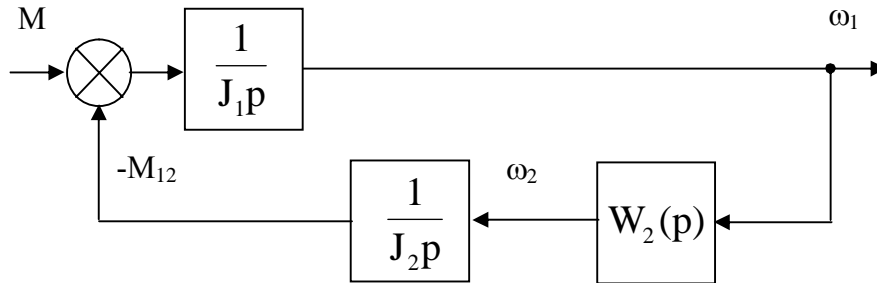


Рис.1.38.

Відповідна передаточна функція дорівнює

$$W_1(p) = \frac{\omega_1(p)}{M(p)} = \frac{\frac{1}{J_1 p}}{1 + \frac{1}{J_1 p} \frac{1}{J_2 p} \frac{1}{\left(\frac{J_2}{c_{12}}\right) p^2 + 1}} = \frac{\left(\frac{J_2}{c_{12}}\right) p^2 + 1}{J_{\Sigma} p \left(\frac{J_1 J_2}{c_{12} J_{\Sigma}} p^2 + 1\right)}, \quad (1.64)$$

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

Передаточна функція  $W_1(p)$  представляє собою послідовне з'єднання інтегруючої ланки, ідеальної коливальної ланки та ідеальної форсуючої ланки другого порядку.

Загальна передаточна функція пружної механічної частини, яка визначає результуючий зв'язок між  $\omega_2(p)$  і  $M(p)$ , дорівнює добутку отриманих функцій

$$W(p) = \frac{\omega_2(p)}{M(p)} = W_1(p) \cdot W_2(p). \quad (1.65)$$

Таким чином, початкова структурна схема двомасової розрахункової механічної частини електропривода представляється наступним чином, рис.1.39, рис.1.40.

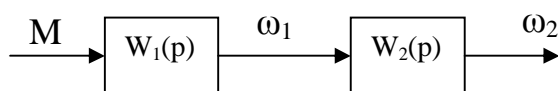


Рис.1.39.

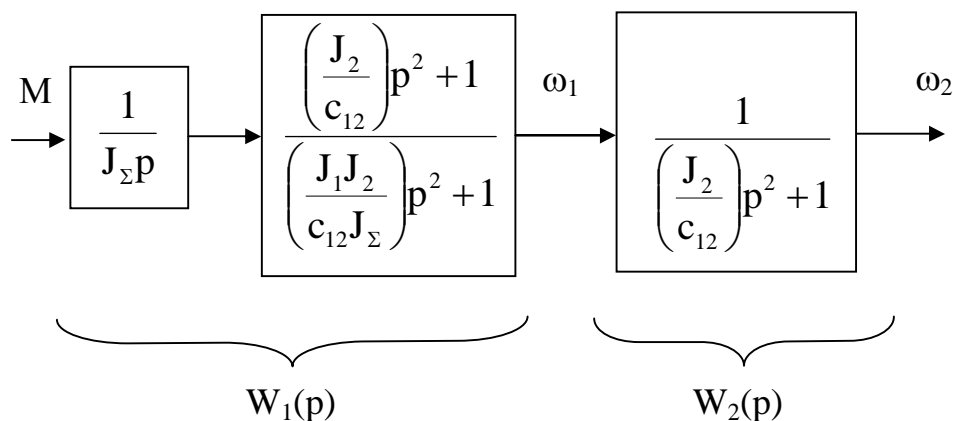


Рис.1.40.

Після скорочення однакових чисельника  $W_1(p)$  та знаменника  $W_2(p)$  структурна схема приймає вигляд, рис.1.41.

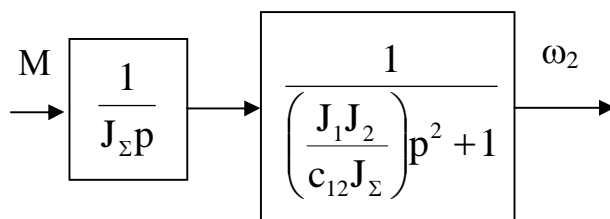


Рис.1.41.

На основі структурної схеми, показаної на рис.1.41, записується характеристичне рівняння системи

$$J_{\Sigma} p \left( \frac{J_1 J_2}{c_{12} J_{\Sigma}} p^2 + 1 \right) = 0, \quad (1.66)$$

яке має три корені, із них один нульовий  $p_1=0$  та два уявні

$$p_{23} = \pm j \sqrt{\frac{c_{12} J_{\Sigma}}{J_1 J_2}} = \pm j \Omega_{12},$$

$$\text{де } \Omega_{12} = \sqrt{\frac{c_{12} J_{\Sigma}}{J_1 J_2}} - \text{резонансна частота системи}; \quad (1.67)$$

Для зручності аналізу вводяться наступні параметри:

$$\gamma = \frac{J_{\Sigma}}{J_1} - \text{співвідношення мас}; \quad (1.68)$$

$$\Omega_{02} = \sqrt{\frac{c_{12}}{J_2}} = \frac{\Omega_{12}}{\sqrt{\gamma}} - \text{резонансна частота другої маси}. \quad (1.69)$$

Після цього передаточні функції (1.63), (1.64) можна записати у наступному вигляді

$$W_1(p) = \frac{1}{J_{\Sigma} p} \frac{\left( \frac{\gamma}{\Omega_{12}^2} \right) p^2 + 1}{\left( \frac{1}{\Omega_{12}^2} \right) p^2 + 1}, \quad (1.70)$$

$$W_2(p) = \frac{1}{\left( \frac{\gamma}{\Omega_{12}^2} \right) p^2 + 1}. \quad (1.71)$$

Так як функція  $W_1(p)$  (1.70) вміщує інтегруючу ланку

$$W_{\text{інт}}(p) = \frac{1}{J_{\Sigma} p} \quad (1.72)$$

з найбільшою сталою часу системи, що дорівнює сумарному моменту інерції  $J_\Sigma$ , то ця інтегруюча ланка й визначає характер руху в цілому. При незмінному значенні моменту двигуна  $M=\text{const}$  швидкість першої маси (двигуна)  $\omega_1$  змінюється за лінійним законом. Якщо частота коливання моменту двигуна наближається до частоти резонансу системи  $\Omega_{12}$ , обумовлену ідеальною коливальною ланкою (знаменник функції  $W_1(p)$ )

$$W_{\text{кол}}(p) = \frac{1}{\left(\frac{1}{\Omega_{12}^2}\right)p^2 + 1},$$

то можливе суттєве збільшення амплітуди коливань. Але на цей процес впливають параметри форсуючої ланки (чисельник функції  $W_1(p)$ )

$$W_{\text{фор}}(p) = \left(\frac{\gamma}{\Omega_{12}^2}\right)p^2 + 1.$$

Якщо момент інерції механізму незначний, тобто  $J_2 \ll J_1$ , то  $\gamma \approx 1$  і форсуюча ланка компенсує дію коливальної. Крім того, якщо жорсткість зв'язку  $c_{12}$  велика, то резонансна частота  $\Omega_{12}$  зміщується у високочастотну область за частоту зрізу системи і суттєво не впливає на рух, так як його характер визначається низькочастотною областю сформованою інтегруючою ланкою (1.72).

Функція  $W_2(p)$  (1.71) представляє собою коливальну ланку і при коливаннях моменту, близьких до резонансної частоти  $\Omega_{12}$  немає факторів, які б ослабили значні коливання другої маси (робочого органу).

Таким чином, якщо потрібно отримати задану якість керування робочим органом чи в системі керування використовуються зворотні зв'язки за координатами механізму, то обов'язково потрібно враховувати пружний зв'язок і при синтезі системи використовувати двомасову розрахункову схему. Якщо ж  $J_2 \ll J_1$  чи жорсткість зв'язку достатньо висока і в системі керування не використовуються зворотні зв'язки за координатами другої маси, то механічну частину можна спростити до одномасової, не враховуючи пружність.

В реальних системах завжди присутні дисипативні сили внутрішнього в'язкого тертя, які демпфірують коливання, проте природне затухання незначне і суттєво не впливає на рух системи в цілому, хоча й зменшує величину резонансних піків.

Більш детальний аналіз динамічних властивостей пружної системи здійснюється за допомогою амплітудно-фазо-частотних характеристик.

## 1.6. Режим роботи електропривода

Основою для аналізу режимів роботи електропривода є отримані в підрозділі 1.4 диференційні рівняння руху одно-, дво- та тримасових розрахункових схем. В цілому рух механічної частини електропривода вірно описує одномасова схема, крім того, її найпростіше аналізувати. Цей рух описується основним рівнянням (1.38)

$$J \frac{d\omega}{dt} = M - M_c. \quad (1.73)$$

Права частина рівняння визначає характер керуючої та збурюючої дій. Керуючою дією для механічної частини ЕП є момент двигуна  $M$ , а збурюючою – статичний момент навантаження  $M_c$ , створюваний робочим органом механізму. Права частина називається також динамічним моментом

$$M_{\text{дин}} = M - M_c. \quad (1.74)$$

Динамічний момент визначає прискорення двигуна та відповідно механізму

$$\frac{d\omega}{dt} = \varepsilon = \frac{M - M_c}{J} = \frac{M_{\text{дин}}}{J}. \quad (1.75)$$

В залежності від значення динамічного моменту електропривод може знаходитися у статичному чи динамічному режимах.

Статичний режим має місце, якщо динамічний момент дорівнює нулю  $M_{\text{дин}}=0$ , тобто коли  $M=M_c$ . При цьому прискорення (1.75) також дорівнює нулю  $\frac{d\omega}{dt} = \varepsilon = 0$  і відбувається усталений рух із постійною швидкістю  $\omega=\text{const}$  або електропривод не рухається  $\omega=0$ . Механічні частини з нелінійними кінематичними зв'язками (кривошипно-шатунний, кулісний механізми тощо) не мають статичного режиму.

Динамічний режим настає при  $M_{\text{дин}} \neq 0$ , тобто при  $M \neq M_c$ , і наявності прискорення  $\frac{d\omega}{dt} = \varepsilon \neq 0$ . В залежності від знаків динамічного моменту та швидкості механічна частина може розганятися, якщо

$$M_{\text{дин}} > 0; \frac{d\omega}{dt} > 0; \omega > 0 \quad \text{чи} \quad M_{\text{дин}} < 0; \frac{d\omega}{dt} < 0; \omega < 0,$$

або сповільнюватися

$$M_{\text{дин}} > 0; \frac{d\omega}{dt} > 0; \omega < 0 \quad \text{чи} \quad M_{\text{дин}} < 0; \frac{d\omega}{dt} < 0; \omega > 0.$$



Динамічний режим обумовлює динамічний перехідний процес чи усталений динамічний процес. Перехідний процес представляє перехід від одного статичного режиму до іншого в часі, тобто перехід від однієї до іншої точок рівноваги. Усталений динамічний процес має місце, якщо в процесі руху механічної частини момент двигуна  $M$  чи статичний момент  $M_c$  змінюються в часі, наприклад, у кривошипно-шатунного механізму (1.29).

На рис.1.42 показано процес руху механічної частини. На ділянці I електропривод знаходиться у динамічному режимі, здійснюючи розгін механізму, тобто перехід від нульової до кінцевої швидкості  $\omega_{\text{кін}}$ .

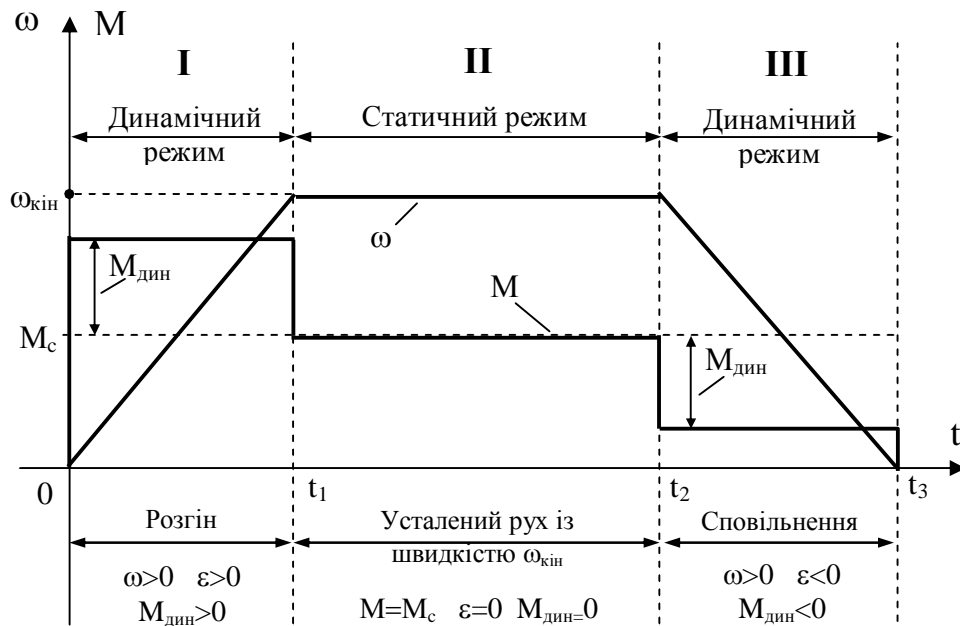


Рис.1.42.

При розгоні момент двигуна згідно (1.73) дорівнює

$$M = M_c + J \frac{d\omega}{dt} \quad (1.76)$$

й іде на подолання моменту опору механізму  $M_c$  та збільшення запасу кінетичної енергії системи, тобто на забезпечення заданого прискорення

$$\frac{d\omega}{dt} = \varepsilon = \frac{\omega_{\text{кін}} - 0}{t_1 - 0} = \frac{\omega_{\text{кін}}}{t_1} > 0. \quad (1.77)$$

На II ділянці електропривод працює у статичному режимі, рухаючись з усталеною швидкістю  $\omega_{\text{кін}}$ . Момент двигуна витрачається тільки на подолання моменту опору  $M=M_c$ . На ділянці III електропривод знову переходить у динамічний режим, сповільнюючи механізм до нульової швидкості. При цьому момент двигуна визначається величиною сповільнення

$$\frac{d\omega}{dt} = \varepsilon = \frac{0 - \omega_{\text{кін}}}{t_3 - t_2} = \frac{-\omega_{\text{кін}}}{t_3 - t_2} < 0 \quad (1.78)$$

та моментом опору і дорівнює

$$M = M_c - J \left| \frac{d\omega}{dt} \right|. \quad (1.79)$$

#### 1.6.1. Статичні режими роботи електропривода

У статичному режимі момент двигуна врівноважується статичним моментом  $M=M_c$  та відсутнє прискорення  $\frac{d\omega}{dt}=0$ . Для описання статичних властивостей двигунів та механізмів використовуються механічні характеристики  $\omega=f(M)$ , тобто залежність швидкості від моменту. Механічні характеристики можуть мати вигляд кривих чи прямих ліній. На рис.1.43. представлено прямолінійні механічні характеристики двигуна постійного струму (ДПС), синхронного двигуна (СД) та механізму. Механічні характеристики характеризуються жорсткістю

$$\beta = \frac{dM}{d\omega}. \quad (1.80)$$

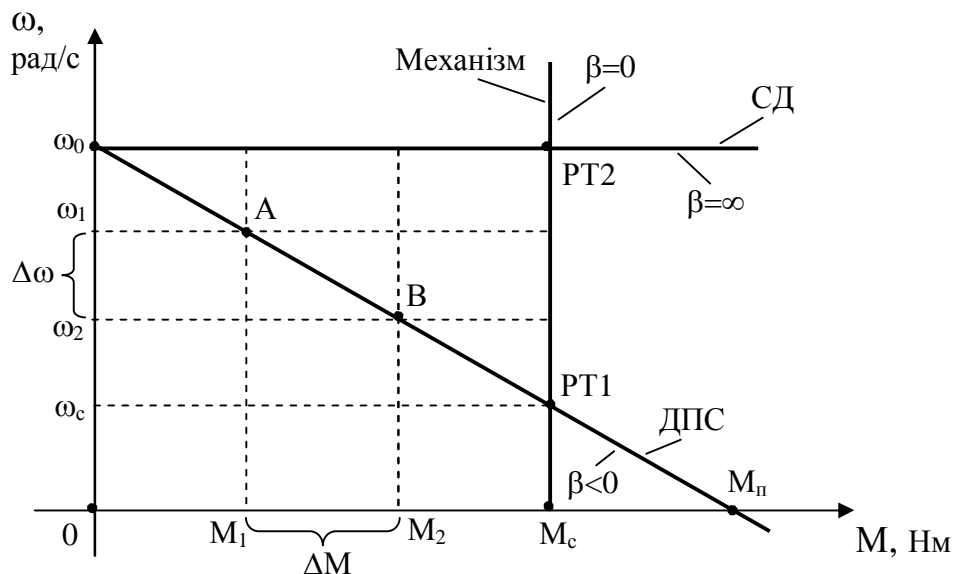


Рис.1.43.

Для прямолінійних характеристик жорсткість можна визначити за допомогою приростів моменту та швидкості

$$\beta = \frac{\Delta M}{\Delta \omega}. \quad (1.81)$$

Жорсткість механічної характеристики ДПС має від'ємне значення

$$\beta = \frac{\Delta M}{\Delta \omega} = \frac{M_2 - M_1}{\omega_2 - \omega_1} < 0, \quad (1.82)$$

так як  $\Delta M > 0$ , а  $\Delta \omega < 0$  для точок **А** та **В**. Синхронний двигун СД має абсолютно жорстку механічну характеристику, тобто рівну нескінченності

$$\beta = \frac{\Delta M}{\Delta \omega} = \frac{M_2 - M_1}{\omega_0 - \omega_0} = \infty, \quad (1.83)$$

бо  $\Delta M > 0$ , а  $\Delta \omega = 0$ . Механічна характеристика представленого механізму абсолютно м'яка, тобто рівна нулю

$$\beta = \frac{\Delta M}{\Delta \omega} = \frac{M_c - M_c}{\omega_2 - \omega_1} = 0, \quad (1.84)$$

так як  $\Delta M = 0$ , а  $\Delta \omega < 0$ . Якісно жорсткість механічних характеристик у порівнянні описується словами “жорстка”, “м'яка”, “жорсткіша”, “м'якіша”.

Механічна характеристика двигуна характеризується також швидкістю ідеального холостого ходу  $\omega_0$ , пусковим моментом (моментом короткого замикання)  $M_n$  та номінальними швидкістю  $\omega_n$  і моментом  $M_n$ .

Двигун чи механізм може працювати в будь-якій точці на своїй механічній характеристиці. Конкретна робоча точка визначається перетином механічних характеристик двигуна та механізму. В робочій точці момент двигуна дорівнює статичному моменту, який створює механізм  $M = M_c$ . Двигун постійного струму ДПС працює в точці РТ1 із швидкістю  $\omega_c$ , а синхронний двигун СД – в точці РТ2 із швидкістю  $\omega_0$ .

Усталений рух у робочій точці може бути стійким чи нестійким. Умовою стійкого руху є

$$\beta_{дв} < \beta_{мех}, \quad (1.85)$$

тобто жорсткість механічної характеристики двигуна  $\beta_{\text{дв}}$  повинна бути меншою жорсткості механічної характеристики механізму  $\beta_{\text{мех}}$ . Для ДПС ця умова виконується, бо в робочій точці РТ1

$$(\beta_{\text{дв}} < 0) < (\beta_{\text{мех}} = 0).$$

Осі механічних характеристик на площині створюють чотири квадранти або четверті **I-IV**, рис.1.44. Робоча точка двигуна в залежності від статичного моменту та режиму роботи може знаходитися в будь-якому квадранті. Якщо при цьому в робочій точці знаки швидкості та моменту співпадають, то двигун працює в рушійному режимі, передаючи енергію механізму, квадранти **I, III**.

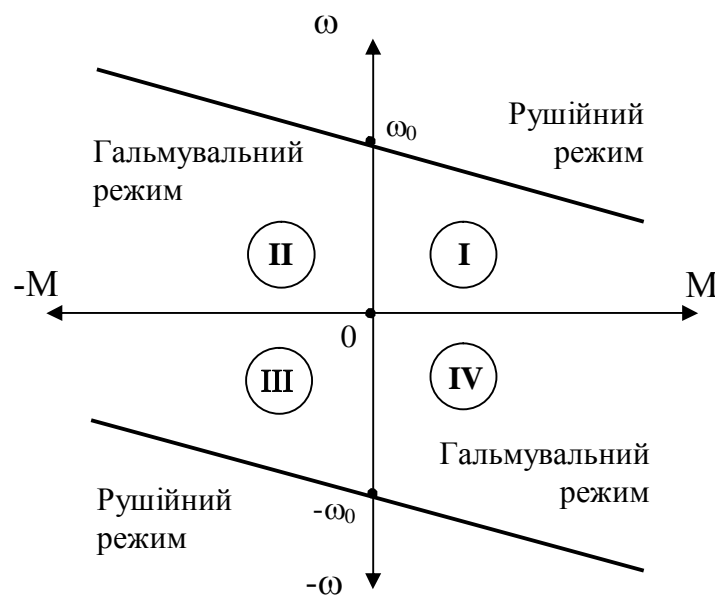


Рис.1.44.

Якщо знаки швидкості та моменту різні, то двигун знаходиться в гальмівному режимі, отримуючи енергію від механізму, квадранти **II, IV**. Механічні характеристики двигуна для прямого та зворотного напрямку руху симетричні відносно початку координат, рис.1.44.

Двигун має *природну* механічну характеристику, яка відповідає його підключенню до мережі на номінальні (паспортні) дані. Крім того, двигун може мати будь-яку кількість *штучних* механічних характеристик, які відповідають підключенню на неномінальні дані. Штучні характеристики використовуються для зміни режиму роботи, швидкості, моменту двигуна тощо.

### 1.6.2. Механічні перехідні процеси

Перехідний процес, який обумовлений дією моменту двигуна чи статичного моменту називається механічним. (Є також електромеханічні перехідні процеси, які враховують ще й електромагнітні перехідні процеси в електричних обмотках двигуна та елементах силових перетворювачів. Електромеханічні перехідні процеси будуть розглядатися пізніше.) Основне рівняння руху (1.38) у цілому вірно описує механічні перехідні процеси

$$J \frac{d\omega}{dt} = M - M_c = M_{\text{дин}}. \quad (1.86)$$

В залежності від закону зміни динамічного моменту механічні перехідні процеси розрізняються на процеси:

- 1) з постійним динамічним моментом  $M_{\text{дин}} = \text{const}$ ;
- 2) з динамічним моментом, який лінійно залежить від швидкості  $M_{\text{дин}} = f(\omega)$ ;
- 3) з динамічним моментом, який довільно залежність від швидкості.

#### 1.6.2.1. Перехідні процеси з постійним динамічним моментом

В даному випадку прискорення залишається незмінним

$$\varepsilon = \frac{M - M_c}{J} = \frac{M_{\text{дин}}}{J}. \quad (1.87)$$

Вирішення рівняння (1.86) за умови незмінних значень  $M$ ,  $M_c$ ,  $J$ ,  $\varepsilon$  дозволяє отримати закон зміни швидкості при перехідному процесі

$$\begin{aligned} J d\omega &= (M - M_c) dt \Rightarrow d\omega = \frac{M - M_c}{J} dt \Rightarrow d\omega = \varepsilon dt \Rightarrow \\ \int_{\omega_{\text{поч}}}^{\omega} d\omega &= \varepsilon \int_0^t dt \Rightarrow \omega - \omega_{\text{поч}} = \varepsilon t \Rightarrow \\ \omega &= \omega_{\text{поч}} + \varepsilon t = \omega_{\text{поч}} + \frac{M - M_c}{J} t. \end{aligned} \quad (1.88)$$

Згідно (1.88) швидкість лінійно залежить від часу. Якщо відомі початкове та кінцеве значення швидкості, то з (1.88) знаходиться час перехідного процесу

$$t_{\text{пп}} = \frac{\omega_{\text{кін}} - \omega_{\text{поч}}}{\varepsilon} = J \frac{\omega_{\text{кін}} - \omega_{\text{поч}}}{M - M_c}. \quad (1.89)$$

Закон зміни положення визначається з урахуванням (1.88) на основі рівняння для кута

$$\frac{d\varphi}{dt} = \omega \Rightarrow \int_{\varphi_{\text{поч}}}^{\varphi} d\varphi = \int_0^t \omega dt \Rightarrow \int_{\varphi_{\text{поч}}}^{\varphi} d\varphi = \int_0^t \omega_{\text{поч}} dt + \varepsilon \int_0^t t dt \Rightarrow$$

$$\varphi = \varphi_{\text{поч}} + \omega_{\text{поч}} t + \varepsilon \frac{t^2}{2} = \varphi_{\text{поч}} + \omega_{\text{поч}} t + \frac{M - M_c}{J} \frac{t^2}{2}. \quad (1.90)$$

Відповідно до (1.90) кут залежить у квадраті від часу. Графіки перехідних процесів швидкості  $\omega=f(t)$  та кута  $\varphi=f(t)$  при постійному динамічному моменті  $M_{\text{дин}}$  показано на рис.1.45.

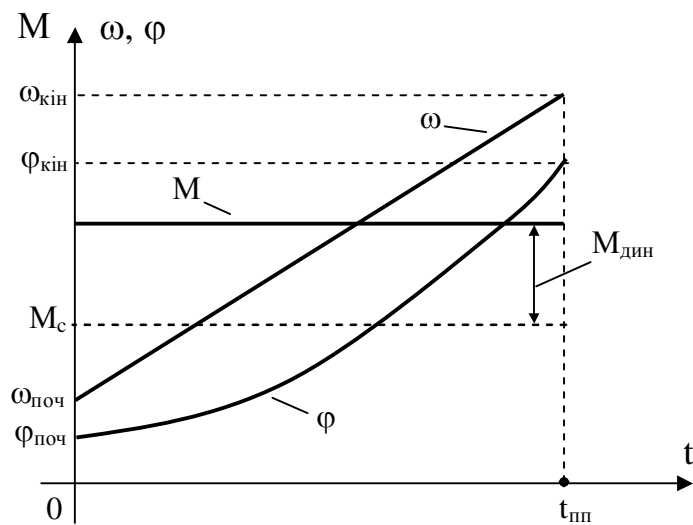


Рис.1.45.

Типові випадки механічних перехідних процесів із постійним динамічним моментом наступні:

- 1) Пуск вхолосту до швидкості  $\omega_{\text{кін}}$  з різним прискоренням  $\varepsilon_1 > \varepsilon_2$ .

В даному випадку початкова швидкість  $\omega_{\text{поч}}=0$ , статичний момент відсутній  $M_c=0$ , тому динамічний момент (1.74) дорівнює моменту двигуна  $M_{\text{дин}}=M$ .

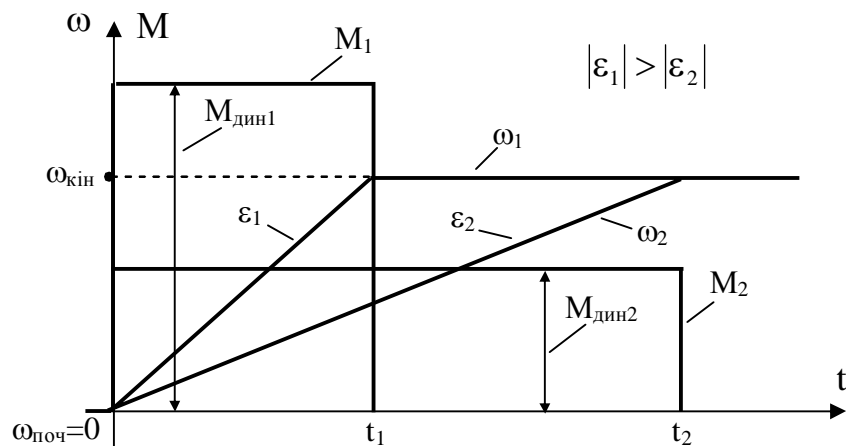


Рис.1.46.

Так як прискорення  $\varepsilon_1 > \varepsilon_2$ , то згідно (1.76) для їх забезпечення

$$M_1 = M_{\text{дин1}} = \varepsilon_1 J > M_2 = M_{\text{дин2}} = \varepsilon_2 J, \quad (1.91)$$

а час досягнення  $\omega_{\text{кін}}$  відповідно до (1.89)

$$t_1 = \frac{\omega_{\text{кін}} - 0}{\varepsilon_1} < t_2 = \frac{\omega_{\text{кін}} - 0}{\varepsilon_2}. \quad (1.92)$$

Після завершення перехідного процесу момент двигуна дорівнює нулю  $M = M_c = 0$ . Графіки перехідних процесів швидкостей  $\omega_1 = f(t)$ ,  $\omega_2 = f(t)$ , побудованих згідно (1.88), та моментів двигуна  $M_1 = f(t)$ ,  $M_2 = f(t)$  приведено на рис.1.46.

- 2) Зупинка від початкової швидкості  $\omega_{\text{поч}}$  з різним сповільненням  $|\varepsilon_1| < |\varepsilon_2|$  при відсутності статичного моменту.

В цьому випадку кінцева швидкість  $\omega_{\text{кін}} = 0$ , статичний момент відсутній  $M_c = 0$ , тому динамічний момент (1.74) дорівнює моменту двигуна  $M_{\text{дин}} = M$ . Так як сповільнення мають від'ємні значення і  $|\varepsilon_1| < |\varepsilon_2|$ , то згідно (1.79) для їх забезпечення моменти також повинні бути від'ємними, з наступними абсолютними значеннями

$$|M_1| = M_{\text{дин1}} = |\varepsilon_1| J < |M_2| = M_{\text{дин2}} = |\varepsilon_2| J, \quad (1.93)$$

а час зупинки відповідно до (1.89)

$$t_1 = \frac{0 - \omega_{\text{поч}}}{\varepsilon_1} > t_2 = \frac{0 - \omega_{\text{поч}}}{\varepsilon_2}. \quad (1.94)$$

Після завершення перехідного процесу момент двигуна дорівнює нулю  $M = M_c = 0$ . Графіки перехідних процесів швидкостей  $\omega_1 = f(t)$ ,  $\omega_2 = f(t)$ , побудованих згідно (1.88), та моментів двигуна  $M_1 = f(t)$ ,  $M_2 = f(t)$  приведено на рис.1.47.

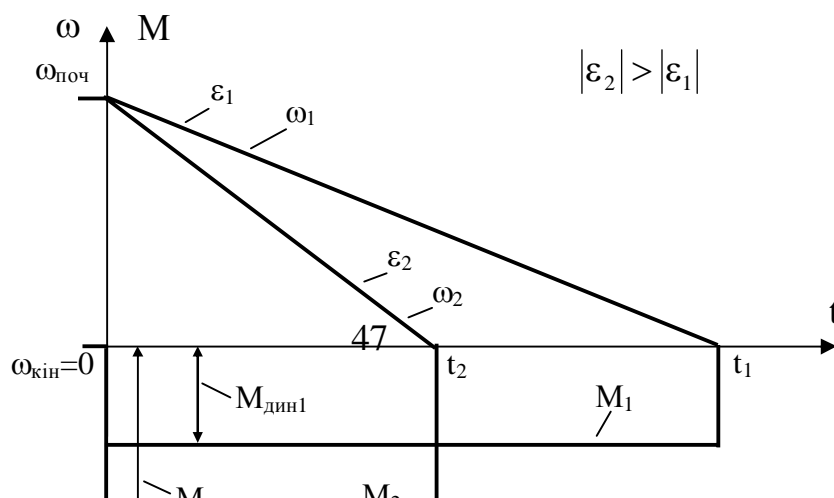


Рис.1.47.

- 3) Пуск при реактивному статичному моменті  $M_c$  до швидкості  $\omega_{кін}$  із заданим прискоренням  $\epsilon$ .

В даному випадку початкова швидкість  $\omega_{поч}=0$ , динамічний момент згідно (1.74) дорівнює  $M_{дин}=M-M_c$ . Для забезпечення заданого прискорення момент двигуна згідно (1.76) дорівнює

$$M = M_c + \epsilon J, \quad (1.95)$$

а час досягнення  $\omega_{кін}$  відповідно до (1.89)

$$t_1 = \frac{\omega_{кін}}{\epsilon}. \quad (1.96)$$

Після завершення перехідного процесу момент двигуна дорівнює статичному моменту  $M=M_c$ . Графіки перехідних процесів швидкості  $\omega=f(t)$ , побудованого за (1.88), та моменту двигуна  $M=f(t)$  приведено на рис.1.48.

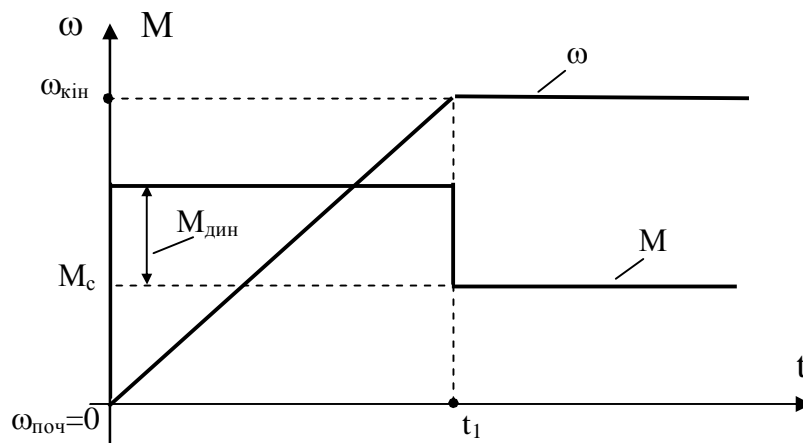


Рис.1.48.

- 4) Зупинка від початкової швидкості  $\omega_{поч}$  з різним сповільненням  $|\epsilon_1| < |\epsilon_2|$  при наявності статичного моменту  $M_c$ .

Кінцева швидкість  $\omega_{кін}=0$ . Момент двигуна до початку перехідного процесу врівноважується статичним моментом  $M=M_c$ . Динамічний момент



під час перехідного процесу згідно (1.74) дорівнює  $M_{\text{дин}}=M-M_c$ . Так як сповільнення мають від'ємні значення і  $|\varepsilon_1| < |\varepsilon_2|$ , то згідно (1.79) моменти визначаються наступним чином

$$M_1 = M_c - |\varepsilon_1| J > M_2 = M_c - |\varepsilon_2| J. \quad (1.97)$$

Як видно з (1.97) момент двигуна в залежності від величини сповільнення може змінювати знак чи дорівнювати нулю. В останньому випадку задане сповільнення буде забезпечуватися статичним моментом. Час зупинки відповідно до (1.89) дорівнює

$$t_1 = \frac{0 - \omega_{\text{поч}}}{-\varepsilon_1} > t_2 = \frac{0 - \omega_{\text{поч}}}{-\varepsilon_2}. \quad (1.98)$$

Після завершення перехідного процесу момент двигуна дорівнює статичному моменту  $M=M_c$ . При зупинці механізму двигун можна вимкнути, якщо статичний момент є реактивним, тобто не рушійним. Якщо ж статичний момент є активним, то відключення двигуна призведе до руху механізму під його дією. Графіки перехідних процесів швидкостей  $\omega_1=f(t)$ ,  $\omega_2=f(t)$ , побудованих згідно (1.88), та моментів двигуна  $M_1=f(t)$ ,  $M_2=f(t)$  приведено на рис.1.49.

- 5) Реверс (зміна напрямку руху) від початкової швидкості  $\omega_{\text{поч}}$  до кінцевої швидкості  $\omega_{\text{кін}}$  при заданому моменті двигуна  $M$  та при активному статичному моменті  $M_c$ .

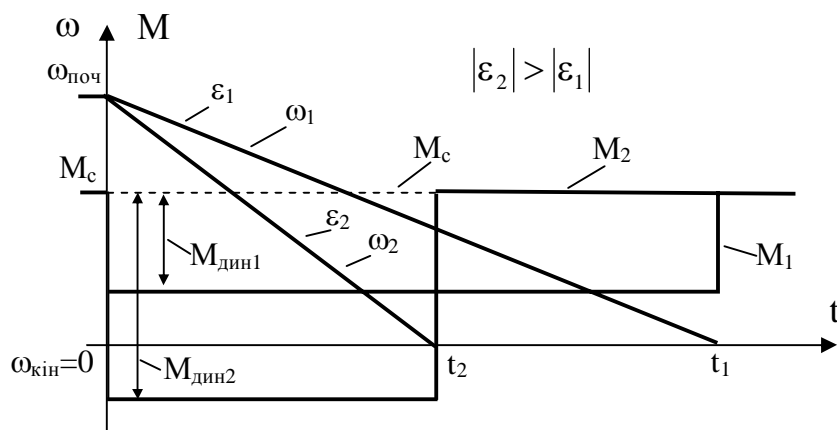


Рис.1.49.

Момент двигуна до початку перехідного процесу врівноважується статичним моментом  $M=M_c$ . Останній не змінює свого знаку на протязі всього перехідного процесу, бо є активним. Для реалізації реверса напрямок моменту двигуна змінюється на протилежний, тому значення динамічного моменту на весь час перехідного процесу згідно (1.74)

залишається незмінним  $M_{\text{дин}} = |M + M_c|$ . Цей динамічний момент забезпечує однакові значення сповільнення

$$\varepsilon = (-M - M_c) / J \quad (1.99)$$

та прискорення при розгоні у зворотному напрямку

$$\varepsilon = (M + M_c) / J. \quad (1.100)$$

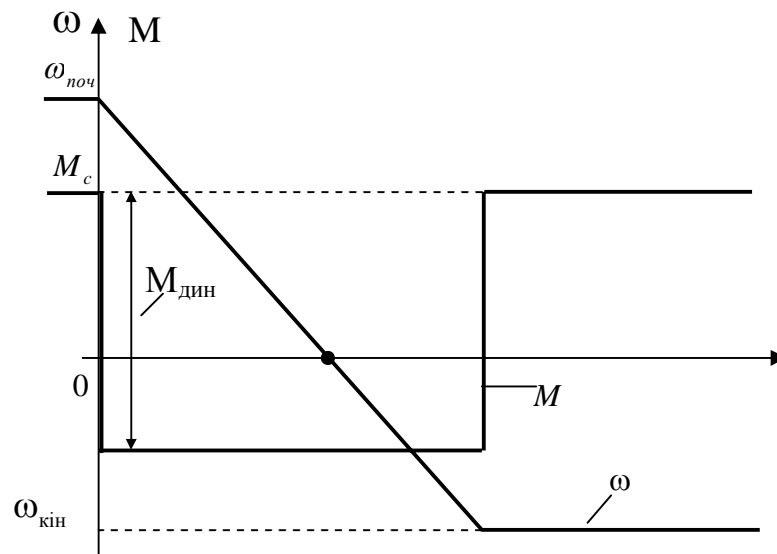


Рис.1.50.

Час переходного процесу складається з проміжків сповільнення та розгону

$$t = \frac{0 - \omega_{\text{поч}}}{\varepsilon} + \frac{\omega_{\text{кін}} - 0}{\varepsilon}. \quad (1.101)$$

Після завершення переходного процесу момент двигуна дорівнює статичному моменту  $M = M_c$ . Графіки переходних процесів швидкості  $\omega = f(t)$ , побудованого згідно (1.88), та моменту двигуна  $M = f(t)$  приведено на рис.1.50.

- б) Реверс (зміна напрямку руху) від початкової швидкості  $\omega_{\text{поч}}$  до кінцевої швидкості  $\omega_{\text{кін}}$  при заданому моменті двигуна  $M$  та при реактивному статичному моменті  $M_c$ .

Момент двигуна до початку переходного процесу врівноважується статичним моментом  $M = M_c$ . Для реалізації реверса напрямок моменту двигуна змінюється на весь час переходного процесу на протилежний. При зміні знаку швидкості статичний момент також змінює своє значення на протилежне, бо за своєю природою він є реактивним. Адже динамічний

момент при сповільненні  $M_{\text{дин1}} = -M - M_c$  та при прискоренні  $M_{\text{дин2}} = -M + M_c$  має різне значення, тому значення сповільнення

$$\varepsilon_1 = (-M - M_c) / J \quad (1.102)$$

більше за прискорення при розгоні у зворотному напрямку

$$\varepsilon_2 = (-M + M_c) / J, \quad (1.103)$$

що обумовлює злам прямої на графіку перехідного процесу швидкості, рис.1.51.

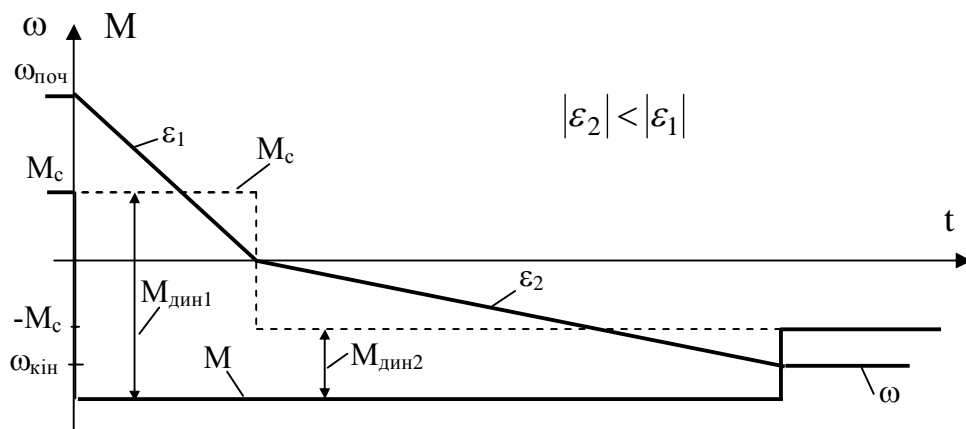


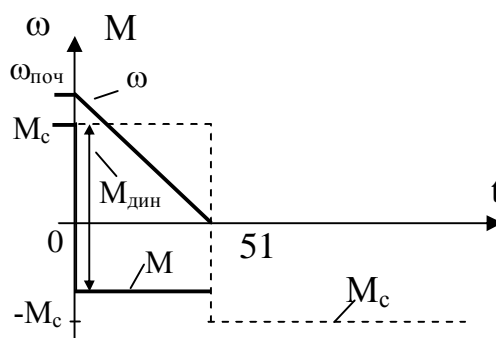
Рис.1.51.

Час перехідного процесу складається з двох проміжків сповільнення та розгону

$$t = \frac{0 - \omega_{\text{поч}}}{\varepsilon_1} + \frac{\omega_{\text{кін}} - 0}{\varepsilon_2}. \quad (1.104)$$

Після завершення перехідного процесу момент двигуна дорівнює статичному моменту  $M = M_c$ .

Якщо момент двигуна при зупинці буде меншим за статичний момент  $|M| < |M_c|$ , то двигун зупиниться і розгону механізму у зворотному напрямку не буде, рис.1.52.



---

Рис.1.52.

Перехідні процеси з постійним динамічним моментом часто використовуються для попередніх розрахунків поведінки механічної системи, бо потребують мінімум вихідних даних при вірному описі процесу в цілому. Реальні перехідні процеси з постійним динамічним моментом найчастіше формуються за допомогою замкненої системи керування електропривода.

### 1.6.2.2. Перехідні процеси з динамічним моментом, який лінійно залежить від швидкості

Багато двигунів та механізмів мають механічні характеристики з лінійним зв'язком між моментом та швидкістю, рис 1.53.

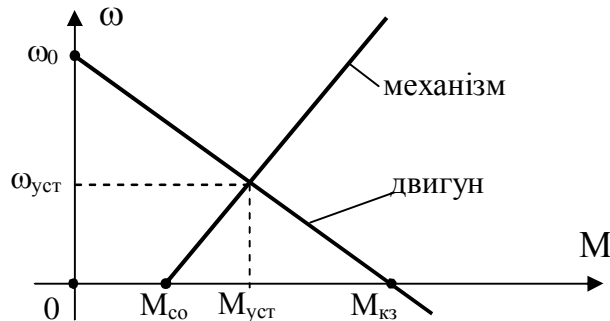


Рис.1.53.

Рівняння механічних характеристик двигуна та механізму згідно рис.1.53 мають вигляд

$$\begin{aligned} M &= M_{кз} - \beta \omega \\ M_c &= M_{ео} + \beta_c \omega \end{aligned} \quad (1.105)$$

де  $\beta$  – жорсткість механічної характеристики двигуна;  
 $\beta_c$  – жорсткість механічної характеристики механізму.

Сумісне вирішення рівнянь (1.105) з основним рівнянням динаміки (1.38)

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

дає рівняння руху одномасової розрахункової схеми

$$J \frac{d\omega}{dt} + (\beta + \beta_c) \omega = M_{кз} - M_{ео}. \quad (1.106)$$

Після по-членного ділення (1.106) на  $(\beta + \beta_c)$  отримується остаточне диференціальне рівняння руху механічної частини

$$T_M \frac{d\omega}{dt} + \omega = \omega_{уст}, \quad (1.107)$$

$$\text{де } T_M = \frac{J}{\beta + \beta_c} - \text{електромеханічна стала часу системи, [с];}$$

$$\omega_{уст} = \frac{M_{кз} - M_{со}}{\beta + \beta_c} - \text{усталена швидкість, рис.1.53.}$$

Якщо жорсткість механічної характеристики механізму  $\beta_c=0$ , то електромеханічна стала часу визначається жорсткістю механічної характеристики двигуна  $T_M = J/\beta = J\omega_0/M_{кз}$ .

Розв'язок рівняння (1.107) визначається сумою загального і часткового рішень  $\omega = \omega_{заг} + \omega_{част}$ . Загальне рішення однорідного рівняння

$$T_M \frac{d\omega}{dt} + \omega = 0 \quad (1.108)$$

знаходиться у вигляді

$$\omega_{заг} = Ae^{pt},$$

де  $A$  – невідома константа;  
 $p = -1/T_M$  – корінь характеристичного рівняння  $T_M p\omega + \omega = 0$ .

Остаточно загальне рішення приймає вид

$$\omega_{заг} = Ae^{-\frac{t}{T_M}}. \quad (1.109)$$

Часткове рішення знаходиться при нульовій похідній  $d\omega/dt=0$  у рівнянні (1.107) і дорівнює

$$\omega_{част} = \omega_{уст}. \quad (1.110)$$

Таким чином, розв'язок рівняння (1.107) з урахуванням (1.109), (1.110) представляється у формі

$$\omega = Ae^{-\frac{t}{T_M}} + \omega_{уст}. \quad (1.111)$$

Константа  $A$  знаходиться з (1.111) при початкових умовах часу  $t=0$  та початкової швидкості  $\omega = \omega_{поч}$

$$A = \omega_{поч} - \omega_{уст},$$

після чого розв'язок остаточно матиме вигляд

$$\omega = \omega_{\text{поч}} e^{-\frac{t}{T_M}} + \omega_{\text{уст}} (1 - e^{-\frac{t}{T_M}}). \quad (1.112)$$

Рівняння (1.112) описує закон зміни швидкості під час перехідного процесу. Момент двигуна зв'язаний із швидкістю відомим рівнянням

$$M = M_{\text{кз}} - \beta\omega,$$

і змінюється в часі аналогічно до швидкості

$$M = M_{\text{поч}} \cdot e^{-\frac{t}{T_M}} + M_{\text{уст}} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{T_M}}). \quad (1.113)$$

Закон зміни положення (кута) знаходиться з рівняння

$$\frac{d\varphi}{dt} = \omega \Rightarrow d\varphi = \omega dt$$

шляхом інтегрування після підстановки в його (1.112)

$$\varphi = \varphi_{\text{поч}} + \omega_{\text{уст}} \cdot t + T_M (\omega_{\text{поч}} - \omega_{\text{уст}}) \cdot (1 - e^{-\frac{t}{T_M}}). \quad (1.114)$$

Рівняння (1.112) та (1.113) дозволяють визначити час перехідного процесу від початкової швидкості  $\omega_{\text{поч}}$  чи початкового моменту  $M_{\text{поч}}$  до будь-якої точки  $\omega_i$  чи  $M_i$  перехідного процесу

$$t_{\text{пп}} = T_M \cdot \ln \frac{\omega_{\text{поч}} - \omega_{\text{уст}}}{\omega_i - \omega_{\text{уст}}} = T_M \cdot \ln \frac{M_{\text{поч}} - M_{\text{уст}}}{M_i - M_{\text{уст}}}. \quad (1.115)$$

Як видно з (1.115), суттєвий вплив на тривалість перехідного процесу має електромеханічна стала часу  $T_M$ . Фізична суть електромеханічної сталої часу – це час розгону двигуна при відсутності навантаження до швидкості ідеального холостого ходу  $\omega_0$  під дією незмінного моменту рівного моменту короткого замикання  $M_{\text{кз}}$ . Значення електромеханічної сталої можна знайти з графіка перехідного процесу відомим методом дотичної. Теоретично перехідний процес завершується при  $t=\infty$ . На практиці перехідний процес вважається завершеним, якщо перехідна координата досягла 0,95-0,98 від усталеного значення. При цьому час перехідного процесу дорівнює відповідно  $t_{\text{пп}}=(3\div 4)T_M$ . Графіки перехідних процесів швидкості  $\omega=f(t)$  та моменту двигуна  $M=f(t)$ , побудованих згідно (1.112) та (1.113), приведено на рис.1.54.



Рис.1.54.

1.6.2.3. Перехідні процеси з динамічним моментом, який довільно залежить від швидкості

Нелінійна залежність динамічного моменту від швидкості характерна для асинхронних двигунів (АД), двигунів постійного струму з послідовним збудженням, а також струминних механізмів, рис.1.55.

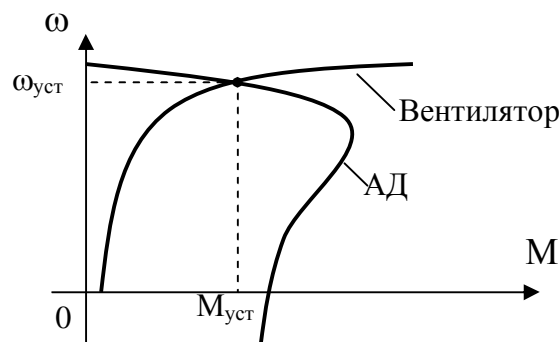
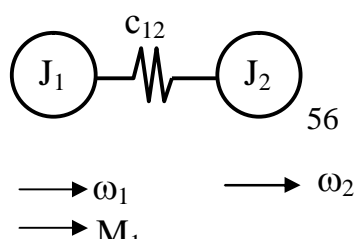


Рис.1.55.

Вирішення відповідних диференціальних рівнянь у цьому випадку для отримання залежностей, які описують перехідні процеси швидкості, моменту та положення, найчастіше здійснюється числовими методами Ейлера, Рунге-Кутта тощо за допомогою ЕОМ. У простих випадках можна використати графічне інтегрування чи спрощені аналітичні залежності.

1.6.2.4. Перехідний процес пуску електропривода, представленого двомасовою розрахунковою схемою

Перехідні процеси у двомасовій розрахунковій схемі для зменшення громіздкості та підвищення наочності розглядаються без врахування внутрішнього в'язкого тертя та механічного зазору при відсутності статичних моментів та при незмінному моменті двигуна  $M$ , рис.1.56.



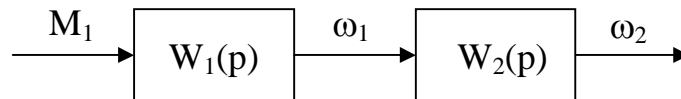


$$M_{c1} = M_{c2} = 0$$

$$M = M_1 = \text{const}$$

Рис.1.56.

Дослідження здійснюється на основі раніше визначених у підрозділі 1.5. передаточних функцій



$$W_1(p) = \frac{\omega_1(p)}{M_1(p)} = \frac{1}{J_\Sigma p} \cdot \frac{\left(\frac{\gamma}{\Omega_{12}^2}\right) p^2 + 1}{\left(\frac{1}{\Omega_{12}^2}\right) p^2 + 1}; \quad (1.116)$$

$$W(p) = \frac{\omega_2(p)}{M_1(p)} = \frac{1}{J_\Sigma p} \cdot \frac{1}{\left(\frac{1}{\Omega_{12}^2}\right) p^2 + 1}. \quad (1.117)$$

Після заміни  $p \rightarrow \frac{d}{dt}$  в (1.116) отримується відповідне диференціальне рівняння

$$\left(\frac{J_\Sigma}{\Omega_{12}^2}\right) \cdot \frac{d^3 \omega_1}{dt^3} + J_\Sigma \cdot \frac{d\omega_1}{dt} = \left(\frac{\gamma}{\Omega_{12}^2}\right) \cdot \frac{d^2 M_1}{dt^2} + M_1,$$

яке при діленні на сумарний момент інерції  $J_\Sigma$  з урахуванням того, що похідна за моментом дорівнює нулю, бо  $M_1 = \text{const}$ , приймає вигляд

$$\left(\frac{1}{\Omega_{12}^2}\right) \cdot \frac{d^3 \omega_1}{dt^3} + \frac{d\omega_1}{dt} = \varepsilon_{\text{сеп}}, \quad (1.118)$$

де  $\varepsilon_{\text{сеп}} = M_1 / J_\Sigma$  - середнє прискорення системи.

Три корені рівняння знайдено раніше у підрозділі 1.5. Нульовий корінь  $p_1=0$  визначає рівноприскорений рух системи із швидкістю  $\omega_1' = \varepsilon_{\text{сеп}} \cdot t$ , а

два уявні корені  $p_{2,3} = \pm j\Omega_{12}$  – можливість незатухаючих коливань швидкості  $\omega_1'' = A \cos \Omega_{12} t + B \sin \Omega_{12} t$  на частоті  $\Omega_{12}$ . Вирішення рівняння (1.118) знаходиться у наступному вигляді

$$\omega_1 = \omega_1' + \omega_1'' = \varepsilon_{\text{сеп}} t + A \cos \Omega_{12} t + B \sin \Omega_{12} t. \quad (1.119)$$

Невідомі коефіцієнти **A** і **B** визначаються з початкових умов  $t=0$ ,  $\omega_1=0$ ,  $d\omega_1/dt=M_1/J_1=\gamma\varepsilon_{\text{сеп}}$

$$A = 0; \quad B = \frac{\varepsilon_{\text{сеп}} J_2}{J_1 \Omega_{12}} = \frac{\varepsilon_{\text{сеп}}}{\Omega_{12}} (\gamma - 1)$$

після чого закон зміни швидкості першої маси під час перехідного процесу приймає вигляд

$$\omega_1 = \varepsilon_{\text{сеп}} t + \frac{\varepsilon_{\text{сеп}} (\gamma - 1)}{\Omega_{12}} \sin \Omega_{12} t. \quad (1.120)$$

Аналогічно на основі передаточної функції (1.118) знаходиться закон зміни швидкості другої маси

$$\omega_2 = \varepsilon_{\text{сеп}} t - \frac{\varepsilon_{\text{сеп}}}{\Omega_{12}} \sin \Omega_{12} t. \quad (1.121)$$

Як видно з (1.120) та (1.121) рух двомасової системи при постійному динамічному моменті проходить рівноприскорено, але обидві маси здійснюють коливання у протифазі, рис.1.57.

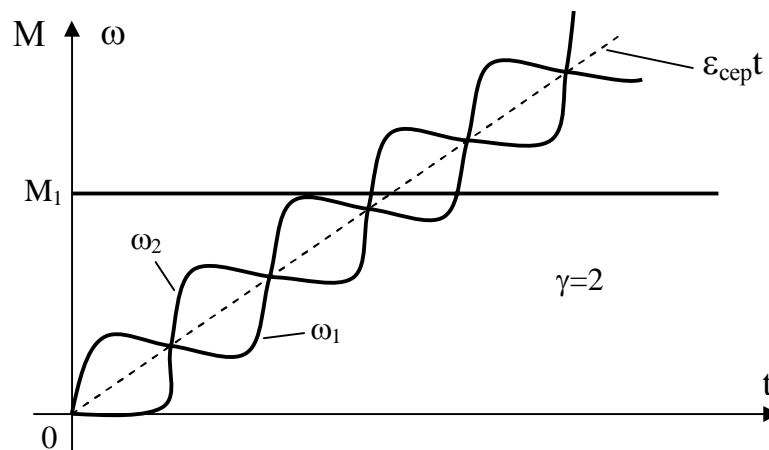


Рис.1.57.

Коефіцієнти при тригонометричних функціях  $\varepsilon_{\text{сеп}}(\gamma-1)/\Omega_{12}$  та  $\varepsilon_{\text{сеп}}/\Omega_{12}$  визначають амплітуду цих коливань. При співвідношенні мас  $\gamma=2$  амплітуда коливань обох мас однакова. Амплітуда коливань тим менше,

чим менше прискорення  $\varepsilon_{\text{сеп}}$  та чим більша частота коливань  $\Omega_{12}$ , яка в свою чергу залежить від жорсткості зв'язку. На зменшення амплітуди коливань першої маси впливає зменшення моменту інерції другої маси.

В реальних системах завжди присутні дисипативні сили типу внутрішнього в'язкого тертя, які поглинають коливання. В такому випадку з трьох коренів характеристичного рівняння один є нульовим, а два інші – комплексно-спряжені

$$p_1 = 0; \quad p_{2,3} = -\alpha_{\text{вт}} \pm j\Omega_p$$

де  $\alpha_{\text{вт}} = \frac{\beta_{12}(J_1 + J_2)}{2J_1J_2}$  - коефіцієнт демпфірування коливань;  
 $\Omega_p = \sqrt{\Omega_{12}^2 - \alpha_{\text{вт}}^2}$  - резонансна частота системи.

Механічна частина має властивості інтегруючої та коливальної ланок. Закони зміни швидкостей двох мас мають наступний вид

$$\omega_1 = \varepsilon_{\text{сеп}} t + B_1 e^{-\alpha_{\text{вт}} t} \cdot \sin \Omega_p t; \quad (1.122)$$

$$\omega_2 = \varepsilon_{\text{сеп}} t - B_2 e^{-\alpha_{\text{вт}} t} \cdot \sin \Omega_p t. \quad (1.123)$$

Проте природне затухання незначне, так логарифмічний декремент затухання дорівнює

$$\lambda = \frac{2\pi\alpha_{\text{вт}}}{\Omega_p} = 0,1 \div 0,3$$

тобто коливання затухають за 10÷30 періодів, рис.1.58.

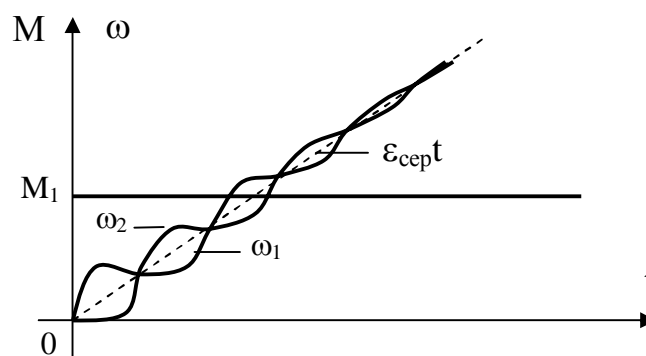


Рис.1.58.

### 1.7. Динамічні навантаження електропривода

Динамічні навантаження виникають у перехідних процесах: пуск, зупинка, зміна швидкості, зміна навантаження тощо. Вони викликають

короткочасні перевантаження двигуна та елементів кінематичного ланцюга, тим самим зменшуючи надійність та довговічність ЕП та механізму. Якщо механічна частина представляється одномасовою схемою, то динамічне навантаження дорівнює динамічному моменту

$$M_{\text{дин}} = M - M_c = J \frac{d\omega}{dt} = J\varepsilon. \quad (1.124)$$

Найчастіше за технологічними вимогами задається середнє чи максимальне прискорення механізму  $\varepsilon_{\text{max}}$ . В цьому випадку максимальний момент двигуна

$$M_{\text{max}} = M_c + J\varepsilon_{\text{max}} \leq M_{\text{max.доп.}}$$

не повинен перевершувати максимально допустимого значення, яке визначається паспортними даними  $M_{\text{max.доп.}} = 2,2 \div 2,5 M_{\text{ном}}$  чи  $M_{\text{max.доп.}} = 6 \div 8 M_{\text{ном}}$  для високомоментних двигунів. При прискоренні механізму динамічний момент (1.124) є гальмівним, а при сповільненні - рушійним.

Динамічні навантаження на елементи механічної частини суттєво збільшуються при виникненні пружних коливань та ударів при виборі зазорів. Пуск електропривода, механічна частина якого представляється двомасовою розрахунковою схемою із зазором (рис.1.30), найчастіше проходить в три етапи:

- 1) Вибір зазору, тобто рух тільки першої маси;
- 2) Зрушення другої маси;
- 3) Сумісний рух двох мас.

1) *Вибір зазору.*

Якщо зазор повністю розімкнено (найгірший випадок), то при реактивному статичному моменті  $M_{c2}$  друга маса залишається нерухомою, а перша маса стрімко набирає швидкість під дією моменту двигуна ( $M_{c1} \approx 0$ ,  $M_{12} = 0$ )

$$M = M_1 = \text{const}$$

До удару з другою масою перша маса досягає швидкості

$$\omega'_{1\text{поч}} = \sqrt{2\varepsilon_3 \cdot \Delta\varphi_3}$$

де  $\varepsilon_3 = \frac{M_1 - M_{c1}}{J_1}$  - прискорення при виборі зазору.

- 2) *Зрушення другої маси.*

При ударі, тобто при замиканні зазору, друга маса залишається нерухомою поки пружний момент  $M_{12}$  не стане більше статичного моменту  $M_{c2}$ , тому швидкість першої маси ще збільшується до  $\omega_{1\text{поч}}$ .

3) *Сумісний рух двох мас.*

Після зрушення другої маси динамічне навантаження визначається пружним моментом. З відомої системи рівнянь (1.53), яка описує двомасову схему знаходиться рівняння пружного моменту у вигляді

$$\frac{1}{\Omega_{12}^2} \cdot \frac{d^2 M_{12}}{dt^2} + M_{12} = J_2 \varepsilon_{\text{сеп}} + M_{c2}, \quad (1.125)$$

де  $\varepsilon_{\text{сеп}} = \frac{M_1 - M_{c1} - M_{c2}}{J_1 + J_2}$  - середнє прискорення механічної частини, якби пружний зв'язок був абсолютно жорстким.

Рішення даного рівняння знаходиться як сума загального та часткового при коренях  $p_{1,2} = \pm j\Omega_{12}$

$$M_{12} = J_2 \varepsilon_{\text{сеп}} + M_{c2} + A \cos \Omega_{12} t + B \sin \Omega_{12} t. \quad (1.126)$$

Коефіцієнти **A** та **B** знаходяться з початкових умов

$$t = 0; \quad M_{12} = M_{c2}; \quad \frac{dM_{12}}{dt} = C_{12}(\omega_1 + \omega_2) = C_{12}\omega_{1\text{поч}},$$

після чого закон зміни пружного моменту дорівнює

$$M_{12} = M_{12\text{сеп}} - (M_{12\text{сеп}} - M_{c2}) \cos \Omega_{12} t + \frac{C_{12}\omega_{1\text{поч}}}{\Omega_{12}} \cdot \sin \Omega_{12} t, \quad (1.127)$$

де  $M_{12\text{сеп}} = J_2 \cdot \varepsilon_{\text{сеп}} + M_{c2}$  - середній пружний момент;

або

$$M_{12} = M_{12\text{сеп}} + \sqrt{(M_{12\text{сеп}} - M_{c2})^2 + \frac{C_{12}^2 \omega_{1\text{поч}}^2}{\Omega_{12}^2}} \cdot \sin(\Omega_{12} t - \psi), \quad (1.128)$$

де  $\psi = \arctg \frac{(M_{12\text{сеп}} - M_{c2})\Omega_{12}}{C_{12}\omega_{1\text{поч}}}$  - фаза.

Графіки перехідних процесів швидкостей та моменту представлено на рис.1.59.

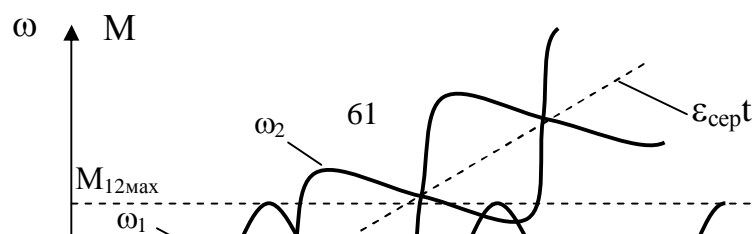


Рис.1.59.  $t_3$  – час замикання зазору.

Динамічне навантаження характеризується динамічним коефіцієнтом, як відношення максимального пружного моменту (1.128) при  $\sin(\Omega_{12}t-\psi)=1$  до середнього

$$K_{\text{дин}} = \frac{M_{12\text{max}}}{M_{12\text{ср}}} = 1 + \left(1 - \frac{M_{\text{с}2}}{M_{12\text{ср}}}\right) \cdot \sqrt{1 + \frac{C_{12}^2 \omega_{1\text{поч}}^2}{J_2^2 \varepsilon_{\text{ср}}^2 \Omega_{12}^2}}. \quad (1.129)$$

Згідно (1.129), якщо зазор до початку пуску було замкнено і  $\omega_{1\text{поч}}=0$  та  $M_{\text{с}2}=0$ , то  $K_{\text{дин}}=2$ , тобто пружний момент вдвічі збільшує навантаження. Якщо ж зазор розімкнено  $\omega_{1\text{поч}} \neq 0$ , то перевантаження буде тим більше, чим більший момент інерції першої маси  $J_1$  та жорсткість  $\text{с}_{12}$ . Таким чином, пружність зв'язку зменшує динамічні удари. При проектуванні ЕП та механізму потрібно забезпечити динамічний коефіцієнт, близький до  $K_{\text{дин}}=1$ , що дозволить збільшити надійність та довговічність механізму. В цілому динамічні коливання мас не впливають на тривалість перехідного процесу, але негативно позначаються на виконанні технологічних операцій, особливо на точності роботи.

#### 1.8. Оптимізація передаточного числа кінематичного ланцюга (редуктора)

Безпосереднє з'єднання двигуна з робочим органом є найбільш надійним, проте не завжди можливим, бо двигуни випускаються на певні ряди швидкостей, а, крім того, більшість робочих органів рухається з невеликою швидкістю й виготовлення двигунів на такі швидкості неекономічне. Тому виникає задача про раціональне значення коефіцієнта передачі кінематичного ланцюга (редуктора) - **і**. Критерії оптимізації можуть бути різними. Для багатьох механізмів та слідкуючих систем потрібно забезпечити максимальне прискорення у перехідних процесах. Рівняння руху, записане відносно швидкості робочого органу  $\omega_{\text{ро}}$ , має вигляд

$$iM - M_{po} = (J_{po} + J_d i^2) \cdot \frac{d\omega_{po}}{dt}, \quad (1.130)$$

де  $M, M_{po}$ - момент двигуна та статичний момент робочого органу;  
 $J_d, J_{po}$ - моменти інерції двигуна та робочого органу.

Прискорення згідно (1.130) дорівнює

$$\varepsilon_{po} = \frac{d\omega_{po}}{dt} = \frac{iM - M_{po}}{J_{po} + J_d i^2}. \quad (1.131)$$

Оптимальне значення коефіцієнта передачі редуктора, яке забезпечує максимальне прискорення, знаходиться відомим способом із рівняння похідної

$$\frac{d\varepsilon_{po}}{di} = 0.$$

Після перетворень оптимальне значення передаточного числа дорівнює

$$i = \frac{M_{p0}}{M} + \sqrt{\left(\frac{M_{p0}}{M}\right)^2 + \frac{J_{p0}}{J_d}}. \quad (1.132)$$

Вираз (1.132) вірний і для найбільшого сповільнення системи. Задача одночасного забезпечення максимальних прискорення та сповільнення однозначно вирішується тільки при відсутності статичного моменту, тобто при підстановці у (1.132) значення  $M_{po}=0$ .

## 2. ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНЕ ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕНЕРГІЇ ТА ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНІ ВЛАСТИВОСТІ ДВИГУНІВ

Механізм працює ефективно, якщо електричний двигун задовольняє його вимогам. Як відомо з теорії електричних машин електродвигун умовно розділяється на дві частини:

- 1) електромеханічний перетворювач (ЕМП);
- 2) ротор двигуна (РД), як механічна частина.

На вхід електромеханічного перетворювача поступає електрична енергія  $A_{\text{ел}}$ , яку він перетворює в електромагнітну енергію  $A_{\text{ем}}$ , створюючи електромагнітний момент двигуна  $M$  при швидкості  $\omega$ . Ця електромагнітна енергія подається на ротор, де перетворюється в механічну енергію  $A_{\text{мех}}$ , яка характеризується механічним моментом на валі двигуна  $M_{\text{мех}}$ , і йде на створення запасу кінетичної енергії, рис.2.1.

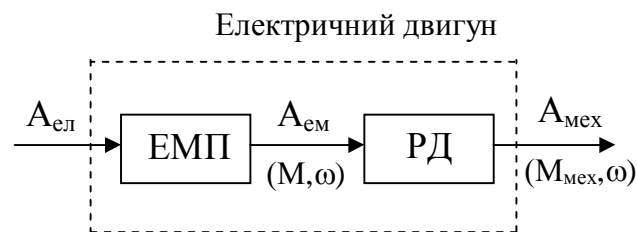


Рис.2.1.

Механічний момент  $M_{\text{мех}}$  відрізняється від електромагнітного моменту  $M$  незначними втратами. Так як ці втрати не суттєві, то для зручності в подальшому розглядається електромагнітний момент. Енергетичні режими роботи електромеханічного перетворювача характеризуються напрямком потоку енергії. Процесу перетворення електричної енергії у механічну відповідає рушійний режим роботи. При цьому електрична потужність  $P_{\text{ел}}$ , яка поступає на електричну машину (ЕМ), в основному перетворюється в механічну потужність  $P_{\text{мех}}$  за виключенням втрат  $\Delta P_{\text{т}}$ , які призводять до нагрівання електричної машини, рис.2.2.

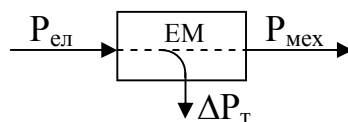


Рис.2.2.

В електроприводі основним режимом роботи є рушійний режим, але відповідно до зворотності електричних машин електродвигун може працювати і в гальмівних режимах, які характеризуються зворотним перетворенням механічної енергії, що поступає від механізму, в електричну енергію. Гальмівні режими є нормальними режимами роботи



електричної машини і широко використовуються для керування процесом руху механізму. Існують наступні гальмівні режими:

- 1) Рекуперативне (генераторне) гальмування;
- 2) Гальмування противмиканням;
- 3) Динамічне гальмування.

*Рекуперативне (генераторне) гальмування* відповідає роботі ЕМ у режимі генератора паралельно з мережею. При цьому в ЕМ поступає механічна енергія від механізму, яка за виключенням втрат перетворюється в електричну енергію і може бути повернена в мережу. Цей режим гальмування є найбільш економічним, рис.2.3.

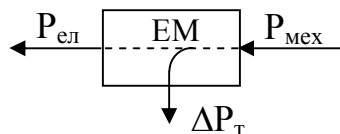


Рис.2.3.

*Гальмування противмиканням* відповідає роботі ЕМ у режимі генератора послідовно з мережею. При цьому в ЕМ поступає як механічна енергія від механізму, так і електрична енергія від мережі, і всі вони перетворюються в теплові втрати, рис.2.4.

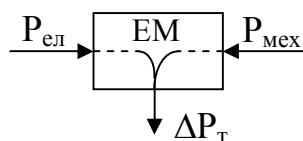


Рис.2.4.

З точки зору енергетики – цей режим найменш економічний, але за ефективністю гальмування є дуже дієвим.

*Динамічне гальмування* відповідає роботі ЕМ у режимі автономного генератора. На ЕМ поступає тільки механічна енергія, яка перетворюється в тепло. Цей режим є достатньо ефективним з усіх точок зору, рис.2.5.

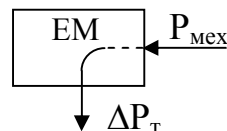


Рис.2.5.

Електромеханічне перетворення енергії обмежується допустимими величинами нагрівання та перевантаження ЕМ. Неминучі втрати енергії при перетворенні призводять до поступового нагрівання ЕМ, допустима величина якого обмежується допустимою температурою ізоляції електричних обмоток. Допустиме за нагріванням навантаження відповідає

номінальній потужності двигуна, тобто тривалі усталені втрати не повинні бути більшими за номінальні. Проте втрати, які виділяються при тимчасовому перевантаженні, суттєво не впливають на перегрів із-за великої теплової інерції, тому ЕМ допускають короточасне перевантаження. При цьому перевантаження за моментом чи струмом не повинно перевершувати максимально допустимі значення, які визначаються умовами комутації струму чи умовами стійкої роботи. В середньому перевантаження за моментом для двигунів нормального виконання не повинно бути більшим

$$M < M_{\max} = (2,2 \div 2,5)M_{\text{ном}}, \quad (2.1)$$

а для високомоментних двигунів

$$M < M_{\max} = (6 \div 8)M_{\text{ном}}. \quad (2.2)$$

## 2.1. Електромеханічні властивості двигунів постійного струму

Двигуни постійного струму (ДПС) застосовуються в електроприводах механізмів, де за технологічними вимогами потрібно здійснювати керування швидкості, положення, моменту тощо. Їх перевагами є високі характеристики керування, простий взаємозв'язок між струмом, моментом та швидкістю, що дозволяє синтезувати прості та ефективні закони керування. Недоліками є невисока надійність, збільшена вартість, джерело електромагнітних перешкод, обумовлених наявністю колектора, як механічного комутатора.

Конструктивно ДПС складається з нерухомого індуктора, на якому закріплені полюси електричної обмотки збудження, рис.2.6.

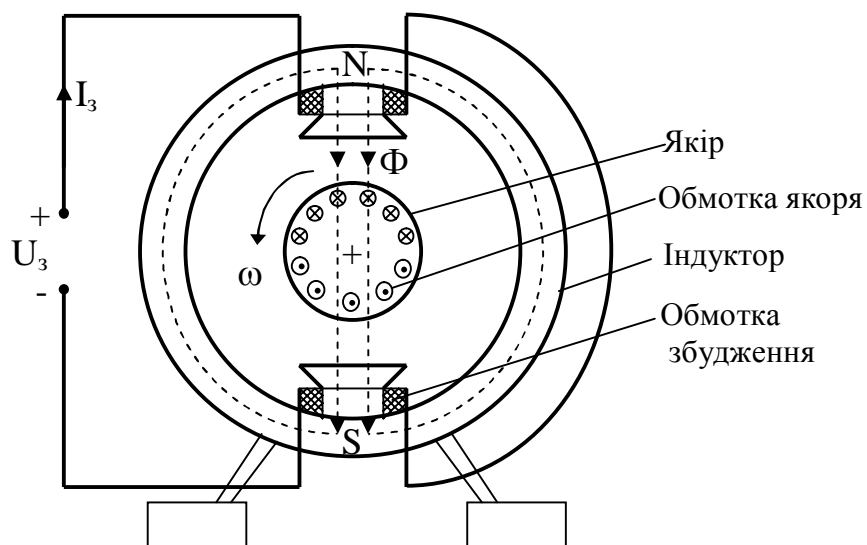


Рис.2.6.

На рис.2.6. показано одну пару полюсів, позначених **N-S**, хоча їх може бути декілька. Обмотка збудження призначена для створення основного магнітного потоку  $\Phi$ , [Вб]. Для цього її підключено до джерела живлення з напругою  $U_z$ . Існують також двигуни із збудженням від постійних магнітів. В середині індуктора на підшипникових щитах розміщується якір (ротор), в пазах якого є електрична обмотка якора. Секції обмотки якора підключаються до пластин колектора, на які за допомогою електричних щіток надходить напруга від джерела постійного струму. Таким чином, при обертанні якора секції його обмотки послідовно підключаються до джерела. Для покращення енергетичних характеристик двигуна в ньому можуть бути додаткові електричні обмотки, які включаються послідовно з обмоткою якора:

- 1) компенсаційна обмотка – призначена для компенсації розмагнічування основного магнітного потоку обмоткою якора (реакція якора). Її закладають у пази на магнітних полюсах паралельно обмотці якора, але так, щоб струм протікав у зворотному напрямку.
- 2) обмотка додаткових полюсів – призначена для покращення комутації на колекторі за рахунок створення додаткової ЕРС. Додаткові полюси встановлюються між полюсами обмотки збудження.

Для підключення обмоток служить клемна коробка, в якій знаходяться виводи кінців обмоток.

Принцип роботи ДПС розглядається на спрощеній обмотці якора, яка складається тільки з однієї секції у вигляді рамки, підключеної до двох пластин колектора, рис.2.7. Під дією напруги якора  $U$  через обмотку, яка знаходиться у магнітному полі  $\Phi$ , протікає струм якора  $I$  з протилежним напрямком у верхньому та нижньому провідниках. Згідно правила “лівої руки” на ці провідники діють протилежно направлені сили  $F$ , створюючи момент, який повертає рамку обмотки, тобто якір, проти годинникової стрілки на кут 90 градусів, відносно вказаного на рисунку положення.

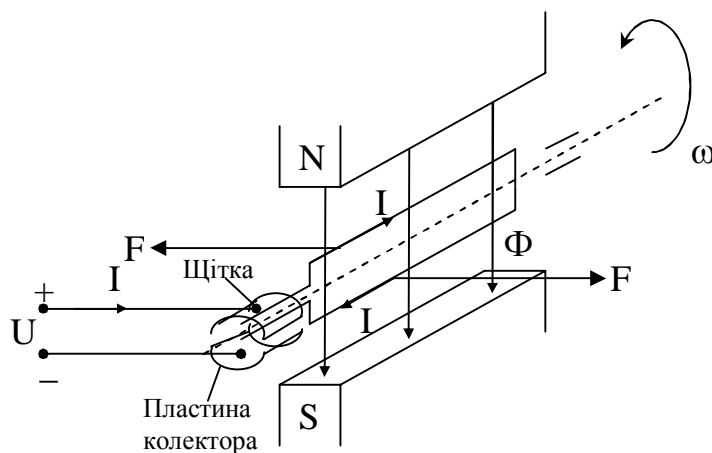


Рис.2.7.

Після повороту сили врівноважили б одна одну і подальше обертання не відбувалося, але разом із рамкою повернулися і пластини колектора, підключившись до інших щіток. Це призводить до зміни напрямку струму в рамці і відповідно напрямку зусиль, тому рамка продовжує повертатися на кут 180 градусів, поки знову не відбудеться перемикання. Таким чином, якір починає обертатися проти годинникової стрілки, а пластини колектора разом із щітками виконують роль механічного перемикача (комутатора). Звісно, що для стійкого руху потрібно, як мінімум, три секції обмотки якоря.

В залежності від конструктивного виготовлення обмотки збудження та способу її підключення випускаються наступні типи двигунів:

1) ДПС із незалежним збудженням, рис.2.8.

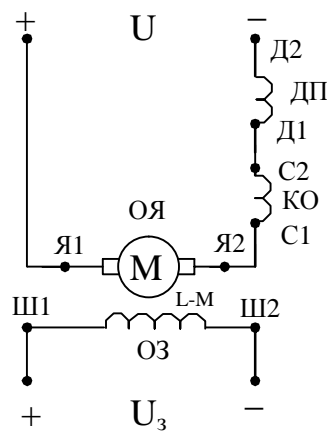


Рис.2.8.

Обмотка збудження (ОЗ) підключається до окремого джерела живлення  $U_3$  незалежно від обмотки якоря (ОЯ). Виводи незалежної ОЗ позначаються символами Ш1 та Ш2, а обмотки якоря Я1 та Я2. Згідно стандартів обмотка якоря, тобто двигун, позначається латинською буквою М, а обмотки - буквою L та через дефіс вказуються, до якого двигуна вона відноситься, наприклад, L-М. Якщо двигун має компенсаційну обмотку (КО) чи обмотку додаткових полюсів (ДП), то їх виводи позначаються відповідно С1, С2 та Д1, Д2.

2) ДПС із збудженням від постійних магнітів, рис.2.9.

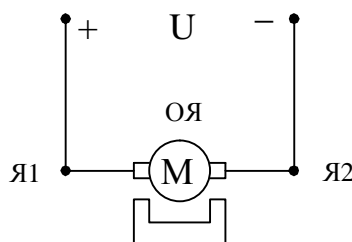


Рис.2.9.

Двигуни з таким збудженням випускаються в основному на невелику потужність. Постійні магніти дозволяють створити магнітну індукцію приблизно вдвічі більшу ніж електрична обмотка збудження, тому цей вид збудження використовується у високомоментних двигунах. Недоліком є підвищена вартість магнітів і відповідно двигунів та неможливість зміни збудження.

3) ДПС із паралельним збудженням, рис.2.10.

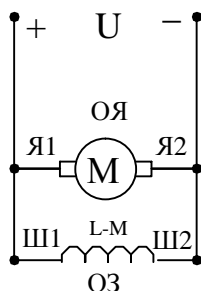


Рис.2.10.

Напруга якоря  $U$  двигуна є одночасно і напругою збудження. Часто двигуни з незалежним збудженням називають двигунами з паралельним збудженням, що є невірним.

4) ДПС із послідовним збудженням, рис.2.11.

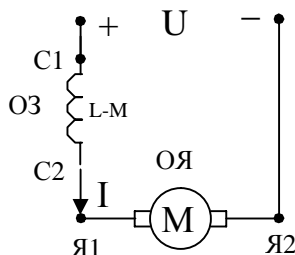


Рис.2.11.

Струм якоря  $I$  є одночасно і струмом збудження двигуна.

5) ДПС із змішаним збудженням, рис.2.12.

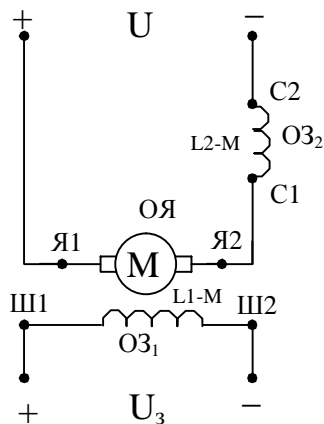


Рис.2.12.

Двигун має дві обмотки збудження: незалежну та послідовну, тому у нього підвищені габарити та вартість.

### 2.1.1. Електромеханічні властивості двигуна постійного струму з незалежним збудженням

Серед ДПС двигуни з незалежним збудженням є найбільш розповсюдженими, а в замкнених системах керування електроприводами постійного струму в основному використовуються тільки вони. Двигун характеризується наступними паспортними даними, які знаходяться на його табличці:

- 1)  $P_n$ , кВт – номінальна потужність, це - механічна потужність на валі двигуна, на яку може розраховувати користувач;
- 2)  $U_n$ , В – номінальна напруга якоря;
- 3)  $I_n$ , А – номінальний струм якоря;
- 4)  $n_n$ , об/хв – номінальна частота обертання;
- 5)  $U_{нз}$ , В – номінальна напруга збудження;
- 6)  $I_{нз}$ , А – номінальний струм збудження;
- 7)  $\eta_n$  – номінальний ККД.

За цими паспортними даними можна знайти:

- 1)  $\omega_n = \frac{\pi n_n}{30}$  - номінальну кутову швидкість, [рад/с];
- 2)  $M_n = \frac{P_n \cdot 10^3}{\omega_n}$  - номінальний механічний момент двигуна, [Нм];
- 3)  $P_{н.ел} = U_n I_n + U_{нз} I_{нз}$  - номінальну електричну потужність, яку споживає двигун, [Вт];
- 4)  $R_n = \frac{U_n}{I_n}$  - номінальний електричний опір двигуна, [Ом];
- 5)  $R_{я} \approx 0,5 \cdot R_n (1 - \eta_n)$  - приблизне значення електричного опору кола якоря, [Ом];
- 6)  $\eta_n = \frac{P_n}{P_{н.ел}}$  - номінальний ККД, якщо його не вказано.

Потужність збудження складає приблизно 10% від потужності двигуна, тому, при однакових напругах якоря та збудження, струм збудження на порядок менше струму якоря.

Узагальнена схема увімкнення двигуна приведена на рис.2.13. Обмотку збудження ОЗ підключено до джерела живлення з напругою збудження  $U_z$ , під дією якої через обмотку протікає струм збудження  $I_z$ . Обмотку якоря ОЯ увімкнено на напругу якоря  $U$ , яка обумовлює струм якоря  $I$ . В коло якоря може бути включено додатковий резистор з електричним опором  $R_d$ .

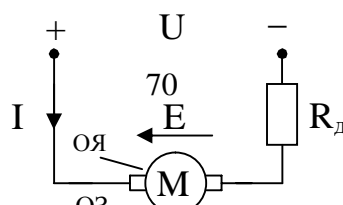


Рис.2.13.

Згідно до закону Кірхгофа напруга, яка прикладена до кола якоря двигуна врівноважується падінням напруги та електрорушійною силою ЕРС

$$U = E + IR_{\Sigma}, \quad (2.3)$$

де  $E = c\Phi\omega$  - ЕРС двигуна; (2.4)

$c = pN/(2\pi a)$  - конструкційна стала двигуна;

$p$  – число пар полюсів;

$N$  – число активних провідників обмотки якоря;

$a$  – число паралельних гілок обмотки якоря;

$\Phi$  – магнітний потік, який створює обмотка збудження;

$R_{\Sigma} = R_{\text{я}} + R_{\text{д}}$  - сумарний електричний опір якорного кола;

$R_{\text{я}} = R_{\text{оя}} + R_{\text{дп}} + R_{\text{ко}} + R_{\text{щ}}$  - електричний опір якорного кола;

$R_{\text{оя}}, R_{\text{дп}}, R_{\text{ко}}, R_{\text{щ}}$  - електричні опори обмотки якоря, додаткових полюсів, компенсаційної обмотки та щіток.

Момент двигуна визначається простою залежністю

$$M = c\Phi I. \quad (2.5)$$

Таким чином, ЕРС двигуна (2.4) пропорційна магнітному потоку та швидкості двигуна, а момент (2.5) – потоку та струму якоря.

З формули (2.4) з урахуванням (2.3) знаходиться швидкість двигуна

$$\omega = \frac{E}{c\Phi} = \frac{U}{c\Phi} - \frac{R_{\Sigma}}{c\Phi} I. \quad (2.6)$$

Отримана залежність (2.6) швидкості двигуна від струму якоря називається *електромеханічною* характеристикою двигуна  $\omega=f(I)$ . Після підстановки в (2.6) значення струму з (2.5) знаходиться рівняння *механічної* характеристики двигуна  $\omega=f(M)$

$$\omega = \frac{U}{c\Phi} - \frac{R_{\Sigma}}{(c\Phi)^2} M \quad (2.7)$$

або у такому вигляді

$$\omega = \omega_0 - \frac{M}{\beta} \quad (2.8)$$

чи у наступному

$$\omega = \omega_0 - \Delta\omega, \quad (2.9)$$

де  $\omega_0 = \frac{U}{c\Phi}$  - швидкість ідеального холостого ходу ( $M=0$ );  $(2.10)$

$$\beta = \frac{(c\Phi)^2}{R_{я\Sigma}} - \text{жорсткість механічної характеристики}; \quad (2.11)$$

$$\Delta\omega = \frac{M}{\beta} - \text{падіння швидкості}. \quad (2.12)$$

Швидкість ідеального холостого ходу  $\omega_0$  пропорційна напрузі якоря  $U$  та обернено пропорційна магнітному потоку  $\Phi$ . Жорсткість механічної характеристики  $\beta$  пропорційна квадрату магнітного потоку  $\Phi$  та обернено пропорційна сумарному опору  $R_{я\Sigma}$ . Механічна характеристика характеризується також *статизмом* – величиною оберненою до жорсткості механічної характеристики  $\delta = 1/\beta$ . Падіння швидкості  $\Delta\omega$  визначається статичним моментом  $M=M_c$  та жорсткістю характеристики й називається *статичною похибкою*. Це відхилення від швидкості ідеального холостого ходу під дією статичного моменту. Часто статична похибка представляється у відсотках  $(\Delta\omega/\omega_0) \cdot 100\%$  і при номінальному моменті для двигунів звичайного виконання знаходиться в межах  $2 \div 6\%$ . Механічна (2.7) та електромеханічна (2.6) характеристики представляють собою рівняння прямих виду  $y=a-bx$ , тому для їх побудови достатньо взяти дві точки. Найчастіше беруться точки ідеального холостого ходу  $\omega=\omega_0$ ,  $M=0$  ( $I=0$ ) та номінальна  $\omega=\omega_n$ ,  $M=M_n$  ( $I=I_n$ ) чи точки ідеального холостого ходу  $\omega=\omega_0$ ,  $M=0$  ( $I=0$ ) та короткого замикання (пускова)  $\omega=0$ ,  $M=M_{кз}$ , ( $I=I_{кз}$ ), де  $I_{кз}=U/R_{я\Sigma}$  - струм короткого замикання (пусковий струм);  $M_{кз}=c\Phi I_{кз}=c\Phi U/R_{я\Sigma}$  - момент короткого замикання (пусковий момент). Механічна характеристика ДПС з незалежним збудженням представлена на рис.2.14. Електромеханічна характеристика  $\omega=f(I)$  (2.6) має аналогічний вигляд. Кожен двигун має *природну механічну характеристику*, яка відповідає його увімкненню на номінальну напругу якоря  $U_n$  із номінальним магнітним потоком  $\Phi_n$  й без додаткового опору в колі якоря  $R_d=0$ , та довільну кількість штучних механічних характеристик. Останні використовуються для зміни режимів роботи двигуна та регулювання його координат, в тому числі швидкості.

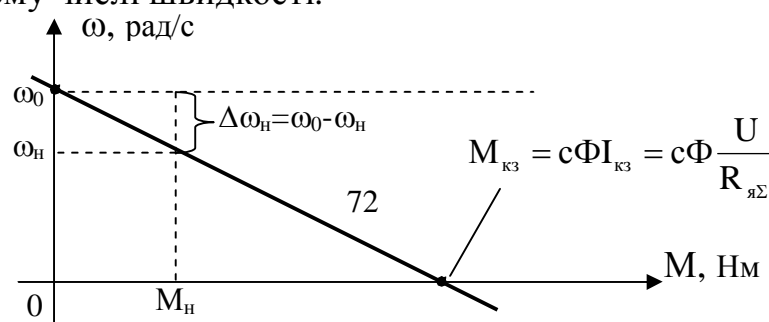




Рис.2.14.

Керування швидкості двигунів характеризується діапазоном керування, як відношенням максимальної швидкості до мінімальної

$$D = \frac{\omega_{\max}}{\omega_{\min}}, \quad (2.13)$$

та плавністю, яка оцінюється коефіцієнтом, що дорівнює відношенню швидкостей двох сусідніх характеристик

$$K_{\text{пл}} = \frac{\omega_i}{\omega_{i-1}}. \quad (2.14)$$

2.1.1.1. Штучні механічні характеристики та способи керування швидкістю двигуна з незалежним збудженням

Згідно з рівнянням механічної характеристики (2.7) є три способи керування швидкістю двигуна з незалежним збудженням, а саме:

- 1) зміною напруги якоря  $U$ ;
- 2) зміною магнітного потоку  $\Phi$ ;
- 3) зміною сумарного електричного опору якірного кола  $R_{\Sigma}$ , за рахунок увімкнення додаткового резистора з опором  $R_d$ .

1) Керування швидкістю за рахунок зміни *напруги якоря* є найбільш ефективним та поширеним способом, який забезпечує плавне керування швидкістю в широкому діапазоні. В розімкнутих системах діапазон складає 10-100, а в замкнених 1000-10000. Для реалізації способу керування обмотка якоря живиться від силового перетворювача: керований випрямляч, широтно-імпульсний перетворювач, генератор постійного струму, електромашинний підсилювач тощо. Часто електроприводи саме й розділяються за схемою силової частини якірного кола, наприклад, якщо двигун живиться від генератора, то система називається Г-Д (генератор-двигун), а якщо від тиристорного перетворювача, то ТП-Д і так далі.

Сучасні перетворювачі невеликої потужності реалізуються на транзисторах, а більш потужні - на тиристорах. Для керування перетворювачем використовуються стандартизовані аналогові рівні напруги завдання  $U_{завд}$  від 0 до 10 В або струму завдання  $I_{завд}$  від 0 до 40 мА. У промислових умовах силовий перетворювач найчастіше живиться від трифазної мережі з напругою 380 В, створюючи ЕРС перетворювача  $E_n$ . Схема увімкнення двигуна представлена на рис.2.15.

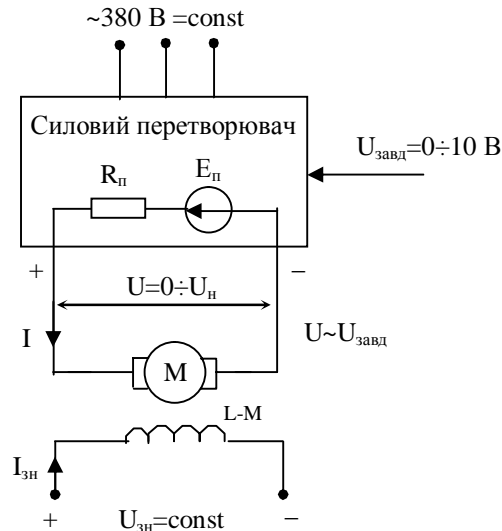


Рис.2.15.

Обмотка збудження живиться незмінним номінальним струмом  $I_{зн}$ . Керування швидкістю здійснюється зміною напруги завдання  $U_{завд}$ , якій пропорційна напруга якоря  $U$ , що надходить від перетворювача. Силовий перетворювач не є ідеальним і має внутрішній опір  $R_n$ , тому напруга якоря дорівнює

$$U = E_n - I \cdot R_n. \quad (2.15)$$

Після підстановки виразу (2.15) у рівняння механічної характеристики двигуна (2.7) отримується рівняння механічної характеристики для випадку живлення обмотки якоря від силового перетворювача

$$\omega = \frac{E_n}{C\Phi} - \frac{R_{я\Sigma} + R_n}{(C\Phi)^2} M = \omega_0 - \frac{M}{\beta}. \quad (2.16)$$

З рівняння (2.16) видно, що жорсткість характеристики зменшилася в порівнянні з (2.11), так як знаменник збільшився на величину внутрішнього опору перетворювача

$$\beta = \frac{(C\Phi)^2}{R_{я\Sigma} + R_n}. \quad (2.17)$$

При керуванні швидкістю ЕРС перетворювача  $E_n$  змінюється від нуля і до максимального значення  $E_{n\max}$ . При цьому ЕРС не впливає на жорсткість штучних механічних характеристик (2.17), тому всі вони паралельні між собою, а швидкість ідеального холостого ходу (2.16) змінюється пропорційно ЕРС перетворювача. Сімейство відповідних штучних механічних характеристик та природна характеристика двигуна представлені на рис.2.16. Робочі точки на кожній характеристиці визначаються перетином із прямою статичного моменту  $M_c$ .

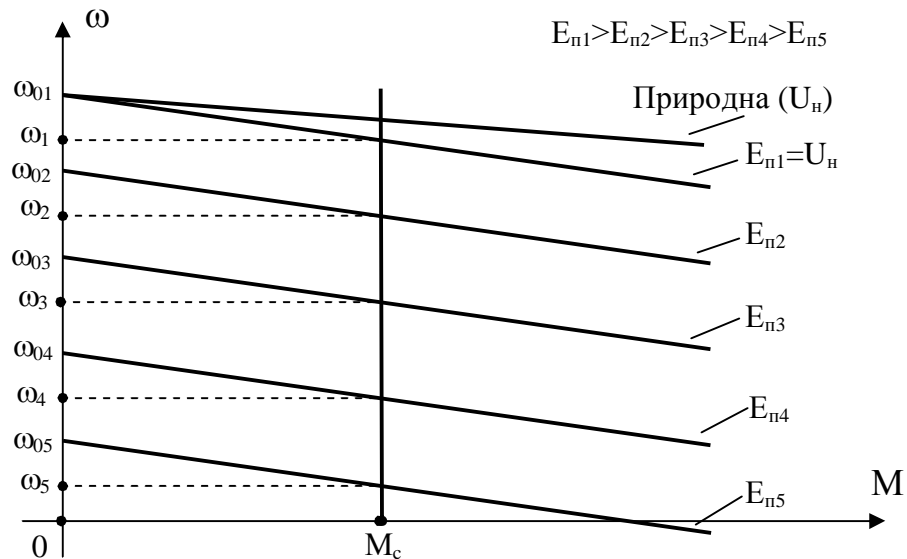


Рис.2.16.

Перевагами способу керування є плавна зміна швидкості від нуля і до  $\omega_{\max}$  при незмінній жорсткості характеристик та високому ККД усієї системи. Найчастіше максимальна швидкість дорівнює номінальній  $\omega_{\max} = \omega_n$  і визначається стійкістю електричної ізоляції обмотки якоря. Область зміни швидкості двигуна від нуля і до номінальної називається “перша зона керування”. У всій цій області тривалий допустимий момент двигуна дорівнює номінальному, бо момент не залежить від ЕРС перетворювача  $M_{\text{доп}} = C\Phi_n I_n = M_n$ , тому цей спосіб керування швидкістю називається “керування з постійним моментом”.

Недоліками є відносна складність та висока вартість перетворювача. Крім того, при незначних навантаженнях, тобто при незначних струмах якоря, може виникнути режим переривистих струмів, обумовлених пульсуючим характером ЕРС перетворювача. Це призводить також до погіршення умов роботи колектора та генерації перешкод до мережі. Указані недоліки визначаються якістю силового перетворювача.

2) Керування швидкістю за рахунок зміни *магнітного потоку* здійснюється тільки при зменшенні потоку відносно номінального  $\Phi_n$ . Це пояснюється тим, що при проектуванні двигунів для отримання

раціональних масогабаритних показників точка номінального магнітного потоку, якій відповідає номінальний струм збудження  $I_{3н}$ , вибирається близькою до потоку насичення, тому суттєво збільшити магнітний потік неможливо, рис.2.17.

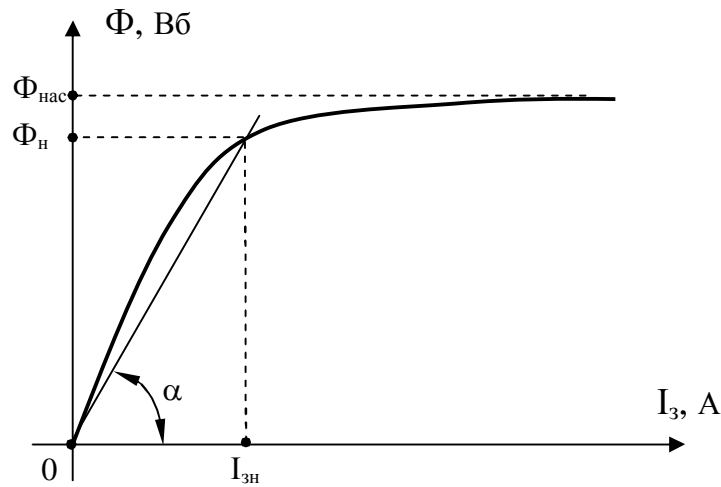


Рис.2.17.

Для реалізації цього способу керування обмотка збудження підключається до регульованого джерела постійного струму, рис.2.18.

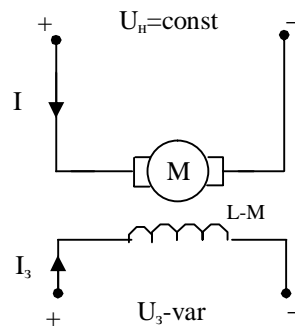


Рис.2.18.

Так як, магнітний потік буде менше номінального, то для спрощення аналізу реальна крива намагнічування  $\Phi=f(I_3)$  на робочій ділянці замінюється прямою, проведеною через початок координат та номінальну точку, рис.2.17. Після цього магнітний потік визначається виразом

$$\Phi = k_3 I_3 = k_3 \frac{U_3}{R_3}, \quad (2.18)$$

де  $k_3 = \operatorname{tg} \alpha = \Phi_н / I_{3н}$  - коефіцієнт кола збудження.

Як видно з (2.18), магнітний потік можна змінювати не тільки за допомогою напруги збудження  $U_3$ , а й за рахунок збільшення електричного опору кола  $R_3$  шляхом увімкнення додаткового резистора  $R_3=R_{03}+R_d$ .

Зменшення магнітного потоку призводить до пропорційного збільшення швидкості ідеального холостого ходу (2.10) та до зменшення моменту короткого замикання  $M_{кз}$ , а також до зменшення у квадраті від потоку жорсткості характеристик (2.11). Сімейство штучних механічних характеристик представлено на рис.2.19.

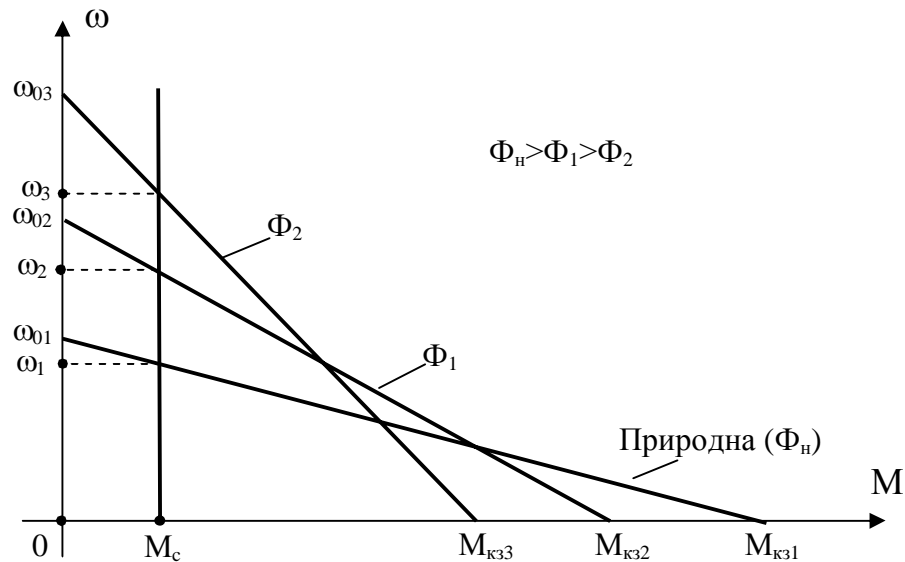


Рис.2.19.

Характерним для штучних електромеханічних характеристик (2.6) є незмінне значення струму короткого замикання  $I_{кз}=U_n/R_{я\Sigma}$ , тому всі характеристики проходять через одну точку, рис.2.20.

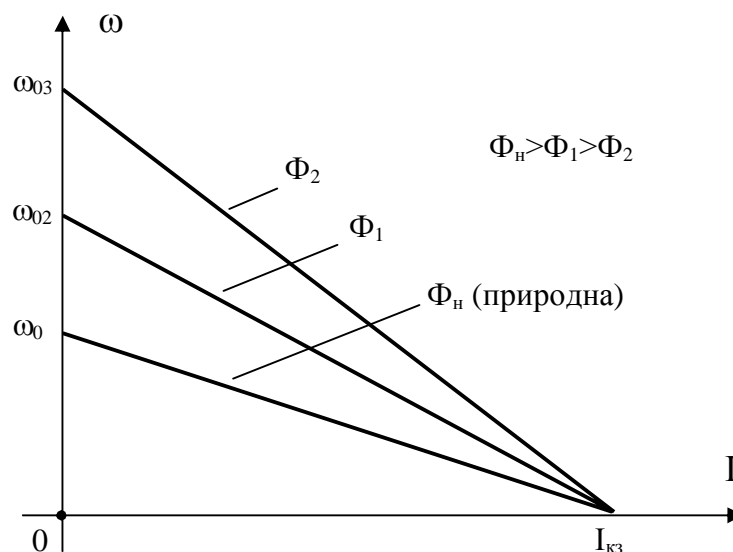


Рис.2.20.

Перевагами способу керування є плавна зміна швидкості з невеликими втратами на керування, так як потужність кола збудження на порядок менша потужності якорного кола. Діапазон керування швидкості складає 3-5.

Недоліками є можливість керування швидкістю тільки вище за номінальну (при номінальній напрузі якоря), зменшення жорсткості характеристик і допустимого тривалого моменту нижче номінального  $M_{\text{доп}} = C\Phi I_n < M_n = C\Phi_n I_n$  так як  $\Phi < \Phi_n$ , тому двигун можна навантажувати не на повний момент. Проте, допустима тривала потужність залишається незмінною

$$P_{\text{доп}} = M\omega = C\Phi I_n \omega = C \frac{\Phi_n \omega_n}{\omega} I_n \omega = C\Phi_n I_n \omega_n = P_n \quad (2.19)$$

і двигун можна навантажувати на повну потужність, тому цей спосіб керування швидкістю називається “керування з постійною потужністю”.

Область зміни швидкості двигуна від номінальної і вище за рахунок зменшення потоку називається “друга зона керування”. Даний спосіб застосовується в комбінації з іншими, в т.ч. в системах “двоступінного керування” і широко використовується в електроприводах верстатів, прокатних станів, намотувальних та шліфувальних механізмів, де вимагається розширений діапазон зміни швидкості.

3) Керування швидкістю за рахунок увімкнення *додаткового резистора в коло якоря* в теперішній час використовується рідко, так як пов'язане зі значними втратами енергії. Опір додаткового резистора за умовою комутації значного струму якоря змінюється не плавно, а ступенево шляхом закорочування секцій реостата  $R_1$ - $R_3$  за допомогою силових контактів  $K_1$ - $K_3$  відповідних контакторів схеми керування, рис.2.21.

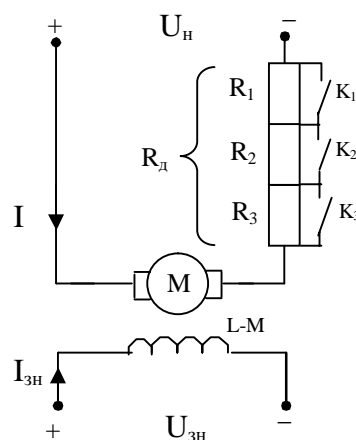


Рис.2.21.

Обмотки якоря та збудження увімкнено на номінальні напруги. Згідно (2.10) швидкість ідеального холостого ходу  $\omega_0$  не залежить від опору якірного кола  $R_{я\Sigma} = R_{я} + R_{д}$ , тому всі штучні характеристики проходять через цю точку, рис.2.22. Жорсткість механічних характеристик (2.11) та момент короткого замикання  $M_{кз}$  зменшуються із збільшенням опору додаткового резистора  $R_{д}$ .

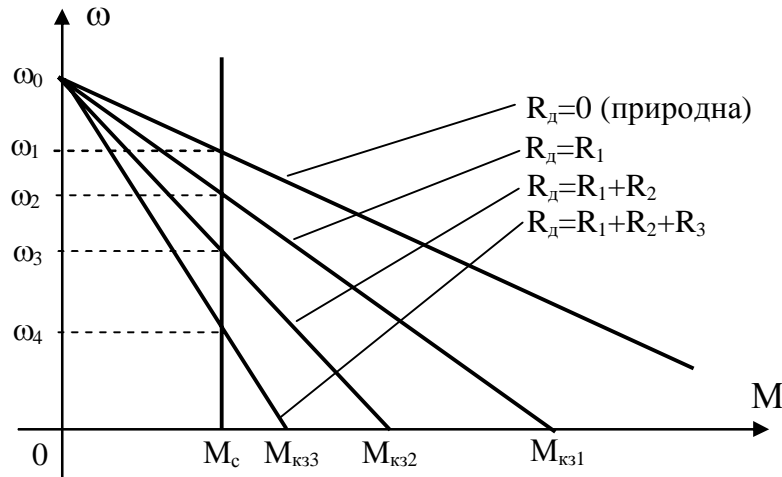


Рис.2.22.

Усталені швидкості  $\omega_1 - \omega_4$  в робочих точках визначаються навантаженням, тобто статичним моментом  $M_c$ .

Перевагою способу керування є простота його реалізації. Недоліки полягають у зміні швидкості тільки ступенєво, зменшенні жорсткості штучних механічних характеристик і відповідному збільшенні втрат

$$\Delta P = P_{ел} - P_{мех} = UI - M\omega = C\Phi\omega_0 I - C\Phi I \omega =$$

$$C\Phi\omega_0 I \left( \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} \right) = P_{ел} \cdot \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \quad (2.20)$$

Згідно (2.20), якщо відносне падіння швидкості  $\Delta\omega/\omega_0 = 0,5$ , тобто швидкість зменшилася вдвічі, то втрати складають 50% від вхідної електричної потужності. Тому даний спосіб використовується при невеликому близько 2-4 діапазоні керування швидкості.

Підвищення плавності керування здійснюється імпульсним закорочуванням додаткового резистора електронним ключем ЕК за допомогою схеми широтно-імпульсної модуляції (ШІМ). Ключ найчастіше реалізується на тиристорі чи транзисторі, рис.2.23. Сумарний опір якірного кола  $R_{я\Sigma} = R_{я} + R_{д}(1-\gamma)$  плавно змінюється пропорційно шпаруватості імпульсів  $0 \leq \gamma \leq 1$

$$\gamma = \frac{t_3}{T}, \quad (2.21)$$

де  $T$  – незмінний період комутації ЕК, [с];  
 $t_3$  – час замкнутого стану ЕК,  $0 \leq t_3 \leq T$ .

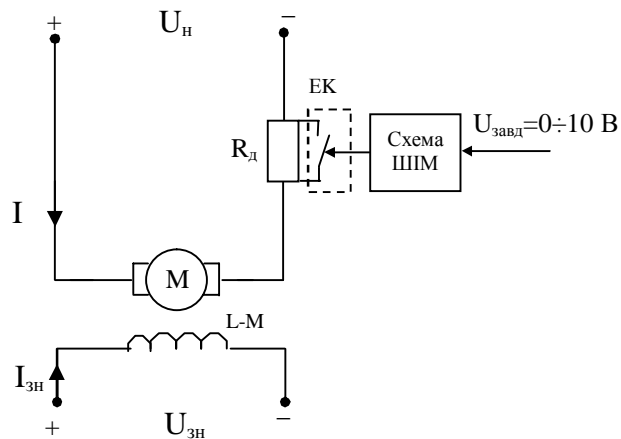


Рис.2.23.

Несуча частота, яка визначає період комутації  $f_H = 1/T$ , залежить від індуктивності кола якоря і для забезпечення безперервності струму якоря складає сотні-тисячі герц. Шпаруватість імпульсів і відповідно швидкість задається сигналом завдання  $U_{завд}$ . При цьому робоча точка визначається статичним моментом і знаходиться у виділеній області між граничними механічними характеристиками, рис.2.24.

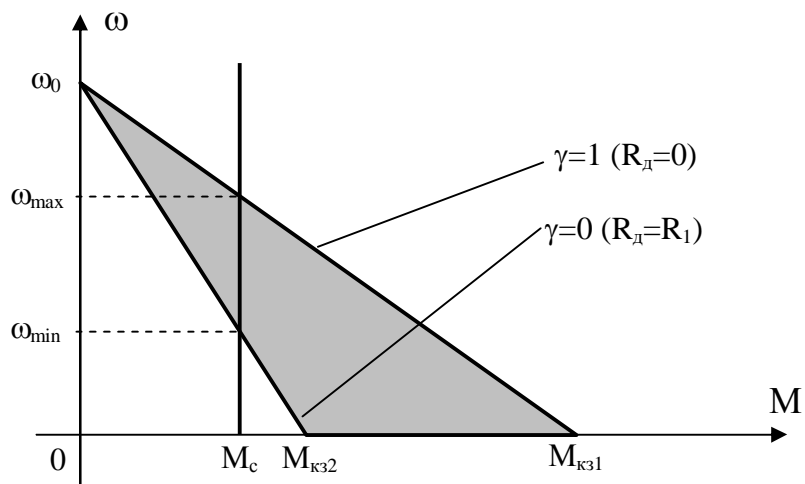


Рис.2.24.

Втрати (2.20) дещо збільшуються із-за втрат комутації та погіршення форми струму якоря.

Підвищення жорсткості штучних механічних характеристик на низьких швидкостях здійснюється шунтуванням якоря шляхом увімкнення резистора  $R_{ш}$  паралельно обмотці якоря, а резистора  $R_n$  послідовно з обмоткою якоря, рис.2.25. Рівняння механічної характеристики має вигляд



$$\omega = \frac{R_{ш}}{(R_{ш} + R_{п})} \frac{U}{c\Phi} - \frac{M}{(c\Phi)^2} \left( R_{я} + \frac{R_{ш} R_{п}}{R_{ш} + R_{п}} \right). \quad (2.22)$$

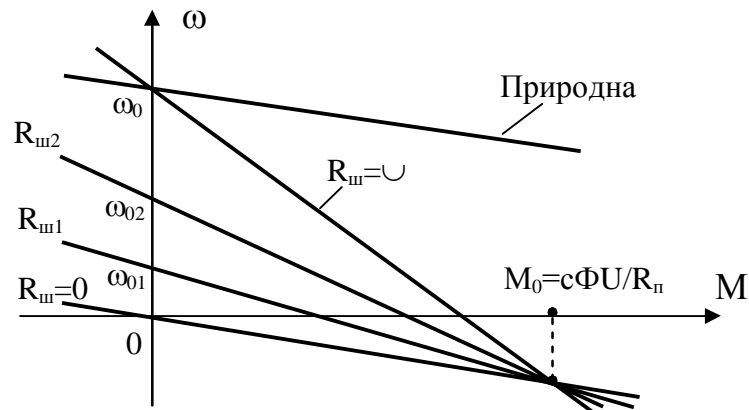


Рис.2.25.

#### 2.1.1.2. Зміна напрямку руху (реверс) двигуна з незалежним збудженням

Для зміни напрямку моменту  $M=c\Phi I$  двигуна (2.5) та відповідно швидкості є два способи:

- 1) Зміна напрямку магнітного потоку  $\Phi$ ;
- 2) Зміна напрямку струму якоря  $I$ .

Для цього достатньо змінити полярність напруги збудження  $U_3$  чи напруги якоря  $U$ , рис.2.26.

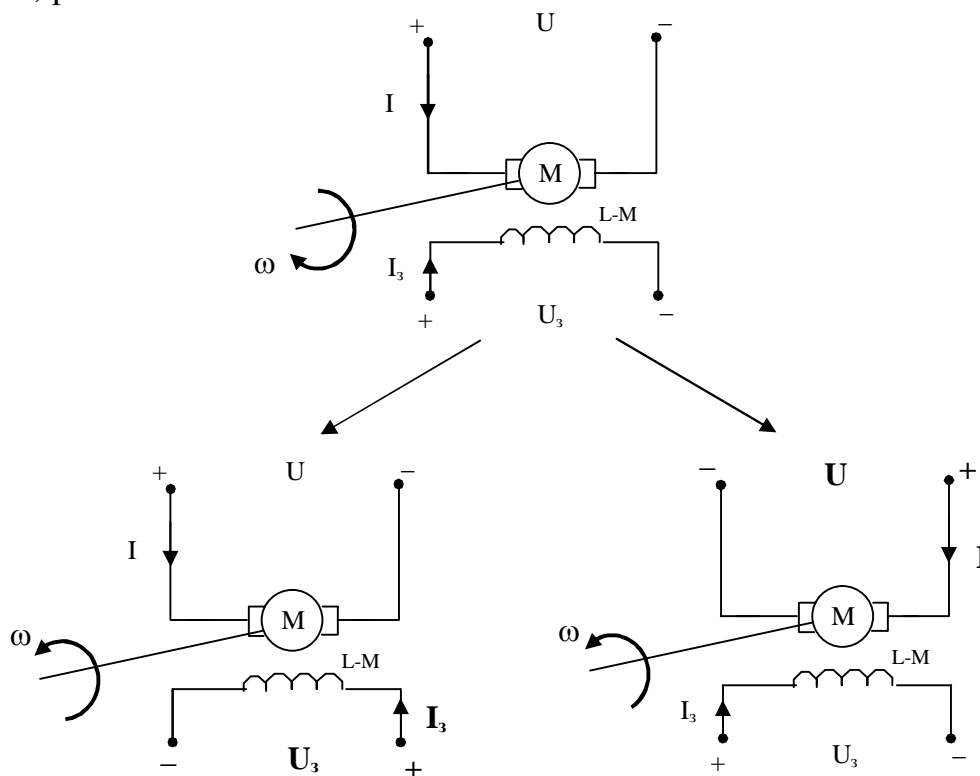


Рис.2.26.

Індуктивність обмотки збудження набагато більша за індуктивність обмотки якоря, тому при реверсі напрямок струму якоря змінюється значно швидше ніж струму збудження, і, отже, реверс за якорем здійснюється за менший час й використовується у швидкодіючих ЕП, а реверс за полем – при відсутності жорстких вимог до часу реверса. Реверс за полем пов'язаний з меншими енергетичними витратами, так як струм збудження на порядок менше струму якоря. Механічні характеристики для зворотного напрямку руху знаходяться в III та IV квадрантах симетрично відносно початку координат характеристикам прямого напрямку руху, рис.2.27.

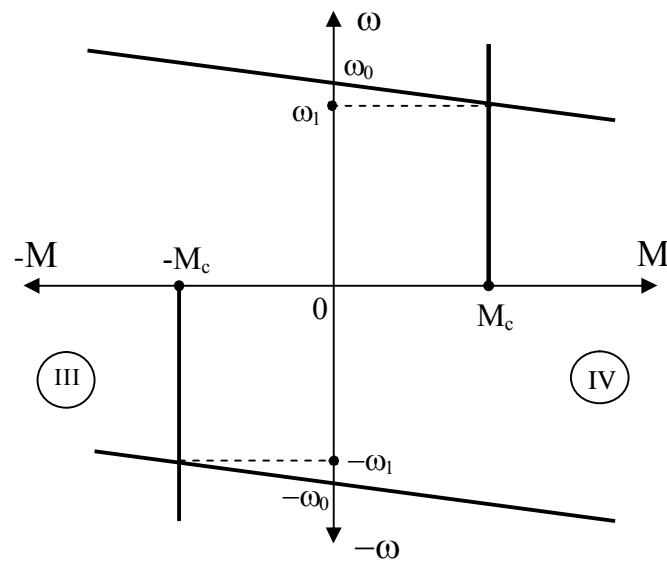


Рис.2.27.

При реактивному статичному моменті  $M_c$  двигун обертається у зворотному напрямку із швидкістю  $-\omega_1$ .

### 2.1.1.3. Режими гальмування двигуна з незалежним збудженням

Режими гальмування є нормальними режимами роботи двигуна. Вони широко застосовуються для ефективного керування рухом механізму. У гальмівних режимах момент двигуна не співпадає за напрямком із швидкістю. Двигун може знаходитись при гальмуванні в статичному режимі чи в перехідному процесі. Це залежить від типу статичного моменту, який створює механізм, та режиму роботи двигуна. ДПС із незалежним збудженням забезпечує наступні режими гальмування:

- 1) Рекуперативне (генераторне) гальмування;
- 2) Гальмування противмиканням;
- 3) Динамічне гальмування.

1) Двигун переходить у режим *рекуперативного гальмування*, якщо його ЕРС більша за напругу живлення якоря  $E > U$ . При цьому струм якоря, який знаходиться з (2.3),

$$I = \frac{U - E}{R_{я\Sigma}} < 0 \quad (2.23)$$

і відповідно момент двигуна (2.5)  $M = c\Phi I$  змінюють свій напрямок, тому швидкість двигуна (2.9) у режимі рекуперативного гальмування більша за швидкість ідеального холостого ходу  $\omega > \omega_0$ , так як  $\Delta\omega > 0$ . Рівняння механічної характеристики двигуна (2.7) для режиму рекуперативного гальмування приймає вигляд

$$\omega = \frac{U}{c\Phi} + \frac{R_{я\Sigma}}{(c\Phi)^2} M. \quad (2.24)$$

Якщо механізм створює активний момент (сили тяжіння, вітру тощо), то він може розігнати двигун вище швидкості ідеального холостого ходу, перетворюючи двигун у генератор, який працює паралельно з мережею. При цьому двигун знаходиться в статичному режимі в робочій точці **1**, обертаючись із швидкістю  $\omega_1$ , рис.2.28.

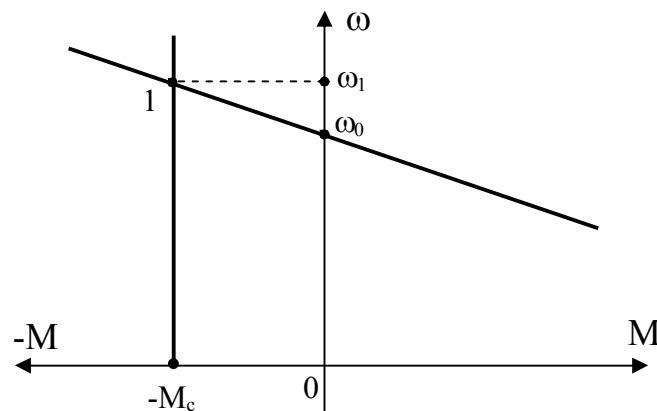


Рис.2.28.

Двигун може переходити в режим рекуперативного гальмування в перехідному процесі, наприклад, при зменшенні стрибком напруги якоря від значення  $U_1$  до  $U_2$ , рис.2.29. При цьому активний момент створюється силами інерції. До перехідного процесу двигун знаходиться в робочій точці **1**, маючи швидкість  $\omega_1$ . Після зниження напруги до рівня  $U_2$  двигун повинен перейти в робочу точку **4** на новій штучній характеристиці, обертаючись із швидкістю  $\omega_4$ . Так як швидкість миттєво змінитися не може, то двигун із точки **1** спочатку переходить у точку **2**, а потім по новій штучній характеристиці сповільнюється до швидкості  $\omega_4$ .

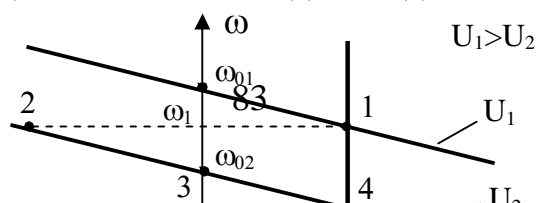


Рис.2.29.

На ділянці 2-3 механічної характеристики двигун сповільнюється в режимі рекуперативного гальмування, бо його швидкість більша за швидкість ідеального холостого ходу  $\omega_{02}$ , а вже на ділянці 3-4 сповільнення продовжується в рушійному режимі. Так як найчастіше напруга якоря змінюється за допомогою силового перетворювача, то для реалізації гальмування його схема повинна забезпечувати роботу двигуна в I і II квадрантах для нереверсивного ЕП та у всіх чотирьох квадрантах для реверсивного.

В режимі рекуперативного гальмування механічна енергія від механізму, за винятком втрат, перетворюється в електричну енергію і може бути повернена в мережу. Цим визначається висока економічність даного способу гальмування. Крім того, перевагою є можливість гальмування механізмів на швидкостях близьких до швидкості ідеального холостого ходу двигуна. В основному режим рекуперативного гальмування застосовується для потужних електроприводів.

2) *Гальмування противмиканням* у статичному режимі можна отримати, якщо механізм створює активний статичний момент, наприклад, сила тяжіння у підйомному механізмі, рис.2.30.

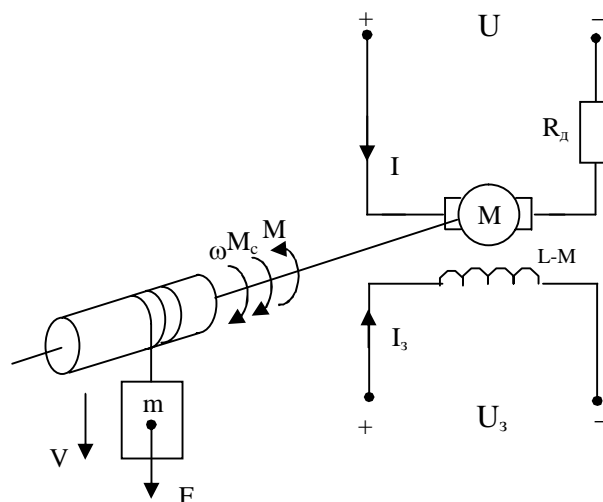


Рис.2.30.

Для цього в коло якоря вмикається додатковий резистор  $R_d$  такої величини, що двигун із робочої точки **1** в I квадранті переходить у точку **3** гальмівного квадранта IV, тобто падіння швидкості стає більшим за швидкість ідеального холостого ходу  $|\Delta\omega| > \omega_0$ , рис.2.31.

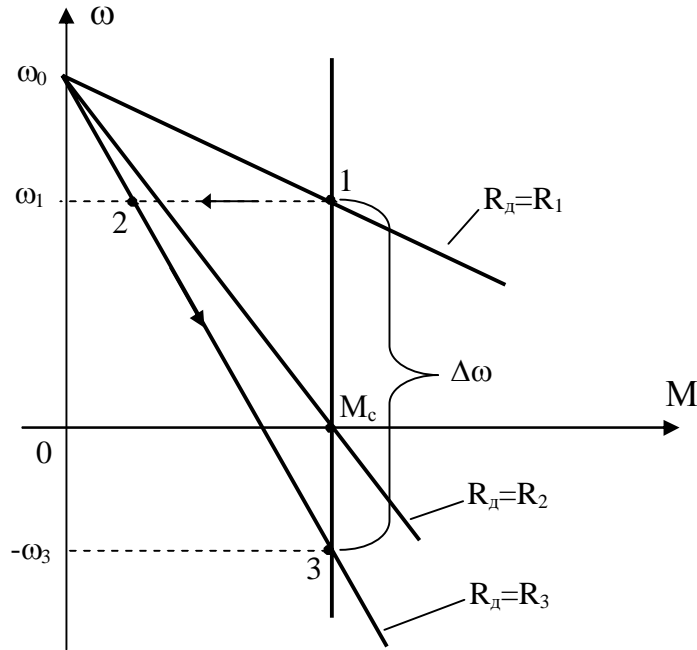


Рис.2.31.

Рівняння механічної характеристики має звичний вид (2.7), проте з урахуванням величини  $\Delta\omega$  швидкість двигуна змінює знак

$$\omega = \frac{U}{c\Phi} - \frac{R_y + R_d}{(c\Phi)^2} M = \omega_0 - \Delta\omega < 0. \quad (2.25)$$

В точці **3** двигун працює в режимі гальмування противмиканням, опускаючи вантаж з усталеною швидкістю  $\omega_3$ , значення якої задається величиною додаткового опору. Наприклад, при величині  $R_d=R_2$  робоча точка знаходиться на осі абсцис і швидкість дорівнює нулю, тобто двигун своїм моментом втримує вантаж у нерухомому стані.

Режим гальмування противмиканням можна отримати і в перехідному процесі, якщо здійснити реверс працюючого двигуна. При цьому струм якоря може досягти небезпечних значень, так як напруга якоря та ЕРС діють в одному напрямку

$$I = -\frac{U + E}{R_y}, \quad (2.26)$$

тому для обмеження струму в коло якоря на час гальмування вмикається додатковий резистор, щоб збільшити знаменник (2.26), тоді

$$I = -\frac{U + E}{R_{\text{я}} + R_{\text{д}}}. \quad (2.27)$$

При реактивному статичному моменті  $M_c$  до початку гальмування двигун працює в робочій точці **1** із швидкістю  $\omega_1$ , рис.2.32.

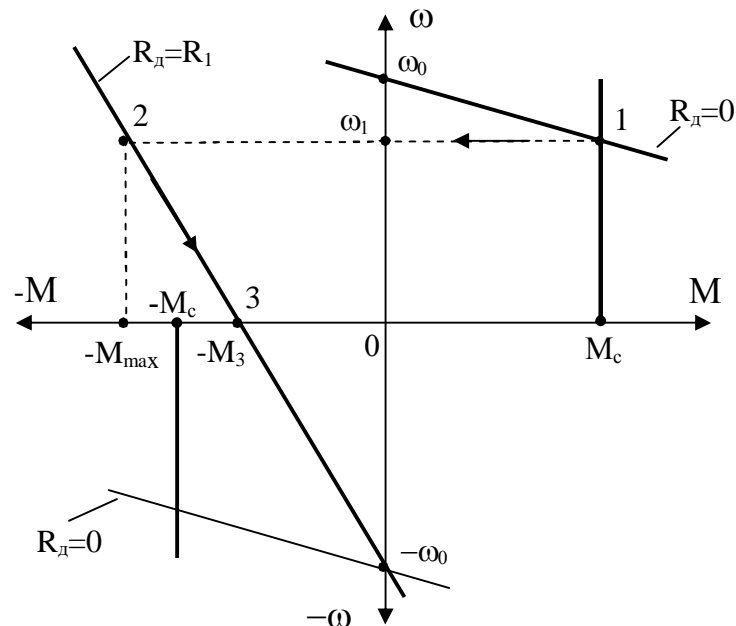


Рис.2.32.

Для гальмування механізму здійснюється реверс двигуна з додатковим опором у колі якоря  $R_{\text{д}}=R_1$ . Так як швидкість змінитися миттєво не може, то двигун переходить у точку **2** на новій штучній характеристиці, яка знаходиться у II гальмівному квадранті, і починає сповільнюватися. На ділянці характеристики 2-3 двигун працює в режимі гальмування противмиканням. Максимальний гальмувальний момент  $M_{\text{max}}$  задається величиною опору  $R_{\text{д}}$ , впливаючи на жорсткість характеристики (2.11). Якщо при нульовій швидкості двигуна в точці **3** його момент буде менше статичного моменту  $|M_3| \leq |M_c|$ , то двигун зупиниться. Якщо ж  $|M_3| > |M_c|$ , то двигун почне розганятися у зворотному напрямку. В обох випадках у точці **3** двигун потрібно відключити від мережі.

При активному статичному моменті  $M_c$  до початку гальмування двигун працює в робочій точці **1** із швидкістю  $\omega_1$ , рис.2.33. При реверсі двигун із робочої точки **1** переходить у точку **2** на новій штучній характеристиці, так як швидкість змінитися миттєво не може. На ділянці характеристики 2-3 двигун буде сповільнюватися в режимі гальмування противмиканням, прагнучи до нової робочої точки **5**. В точці **3** двигун

зупиниться і його потрібно відімкнути від мережі, інакше двигун почне розганятися у зворотному напрямку на ділянці 3-4 у рушійному режимі, а на ділянці 4-5 у режимі рекуперативного гальмування.

В режимі гальмування противмиканням двигун споживає електричну енергію від мережі та механічну енергію від механізму.

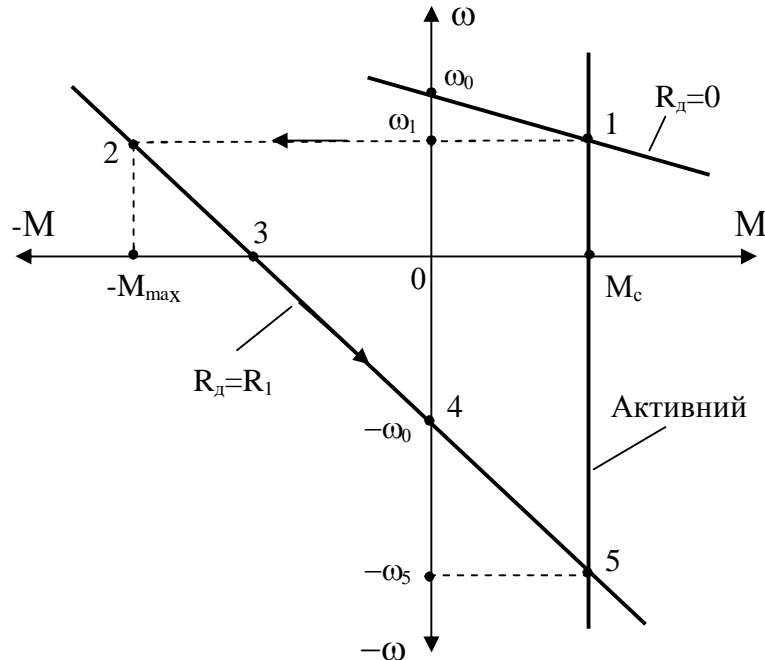


Рис.2.33.

Усі вони перетворюються в тепло у двигуні та додатковому резисторі, тому з точки зору енергетики цей режим найменш ефективний, проте з точки зору керування рухом цей режим дуже ефективний, бо дозволяє створювати значні моменти гальмування, в тому числі й при низьких швидкостях. Режим гальмування противмиканням широко використовується в механізмах із частими пусками та зупинками.

3) Для організації режиму *динамічного гальмування* обмотка якоря відключається від мережі і замикається на додатковий резистор  $R_d$ , рис.2.34. Обмотка збудження обов'язково повинна залишатися увімкненою у мережу.

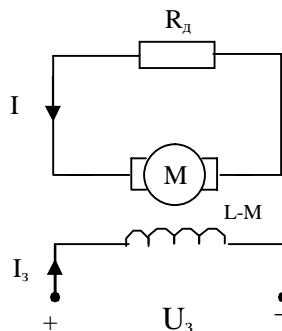


Рис.2.34.

Рівняння механічної характеристики для режиму динамічного гальмування знаходиться із загального рівняння характеристики, якщо до нього підставити  $U=0$

$$\omega = -\frac{R_{\text{я}} + R_{\text{д}}}{(c\Phi)^2} M. \quad (2.28)$$

Так як  $\omega_0=0$ , то механічні характеристики проходять через початок координат. Нахил характеристик, тобто жорсткість, визначається величиною  $R_{\text{д}}$ , а також величиною магнітного потоку  $\Phi$ .

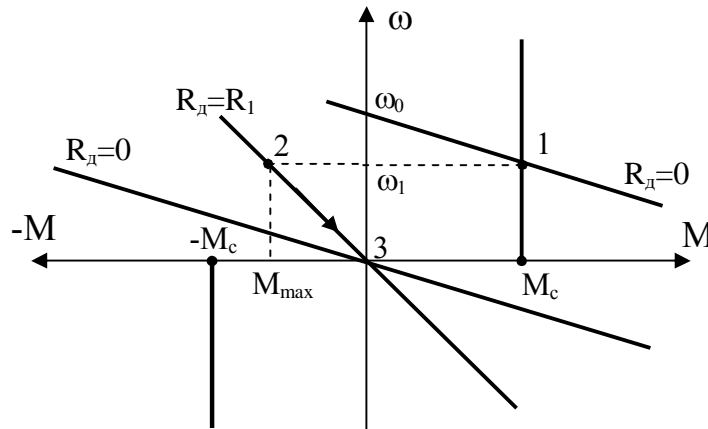


Рис.2.35.

При реактивному статичному моменті  $M_c$  до початку гальмування двигун працює в робочій точці **1** із швидкістю  $\omega_1$ , рис.2.35. Для гальмування механізму здійснюється перемикання обмотки якоря на додатковий опір  $R_{\text{д}}=R_1$ . Так як швидкість змінитися миттєво не може, то двигун переходить у точку **2** на новій штучній характеристиці, яка знаходиться у II гальмівному квадранті. Двигун сповільнюється в режимі динамічного гальмування на ділянці характеристики 2-3 і обов'язково зупиняється в початку координат. Максимальний гальмувальний момент  $M_{\text{max}}$  задається величиною опору  $R_{\text{д}}$ .

При активному статичному моменті  $M_c$  до початку гальмування двигун працює в робочій точці **1** із швидкістю  $\omega_1$ , рис.2.36. При гальмуванні двигун із робочої точки **1** переходить у точку **2** на новій штучній характеристиці, яка визначається величиною додаткового опору  $R_{\text{д}}=R_2$ . Максимальний гальмувальний момент дорівнює  $M_{\text{max}2}$ . На ділянці характеристики **2-0** двигун буде сповільнюватися, а на ділянці **0-5** розганятися в режимі динамічного гальмування до робочої точки **5**, в якій двигун буде працювати в статичному режимі з усталеною швидкістю  $\omega_5$ . Якщо увімкнути резистор із меншим опором  $R_1 < R_2$ , то максимальний гальмувальний момент буде більше  $M_{\text{max}3} > M_{\text{max}2}$ , а усталена швидкість менше  $\omega_4 < \omega_5$ .

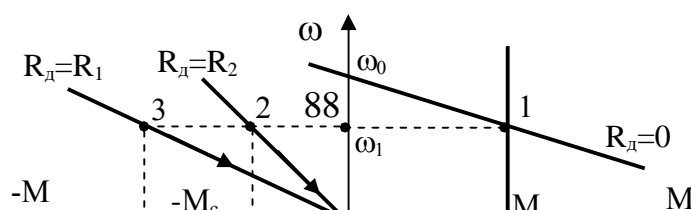




Рис.2.36.

В режимі динамічного гальмування механічна енергія, яка поступає від механізму, перетворюється у двигуні та додатковому резисторі в тепло. Цей режим гальмування достатньо ефективний з точки зору енергетики й керування рухом, тому він найбільш розповсюджений. Недоліком є незначний гальмувальний момент на низьких швидкостях.

#### 2.1.1.4. Пуск двигуна з незалежним збудженням

Прямий пуск двигуна не допускається, тому що пусковий струм якоря

$$I = \frac{U - E}{R_{\text{я}}} \quad (2.29)$$

може досягати тридцятикратного номінального значення. Це пояснюється тим, що в початковий момент ЕРС двигуна (2.4)  $E = c\Phi\omega$  дорівнює нулю, бо  $\omega = 0$ , і не врівноважує напругу якоря, а електричний опір обмотки якоря має значення у межах  $R_{\text{я}} = (0,5 \div 1,5)$  Ом. Прямий пуск допускається в мікромашинах, в яких опір якоря має велике значення. Для обмеження струму (2.29) під час пуску використовується два способи :

- 1) Напруга якоря збільшується поступово від нуля і до номінального значення, щоб устигла нарости ЕРС (обмеження чисельника (2.29));
- 2) На час пуску в коло якоря включається додатковий опір (збільшення знаменника (2.29)).

1) *Перший спосіб* використовується в регульованих за напругою якоря електроприводах, рис.2.37. Для завдання закону зміни напруги якоря використовуються різні типи задатчиків інтенсивності (ЗІ). На вхід ЗІ керуюча напруга  $U_{\text{ЗІ}}$  подається стрибком, а на виході напруга завдання  $U_{\text{завд}}$  перетворювача і відповідно напруга якоря  $U$  наростає чи спадає за заданий час, рис.2.38. Для механізмів із значним моментом сухого тертя для початкового зрушення механізму на виході задатчика інтенсивності спочатку формується короткий імпульс.

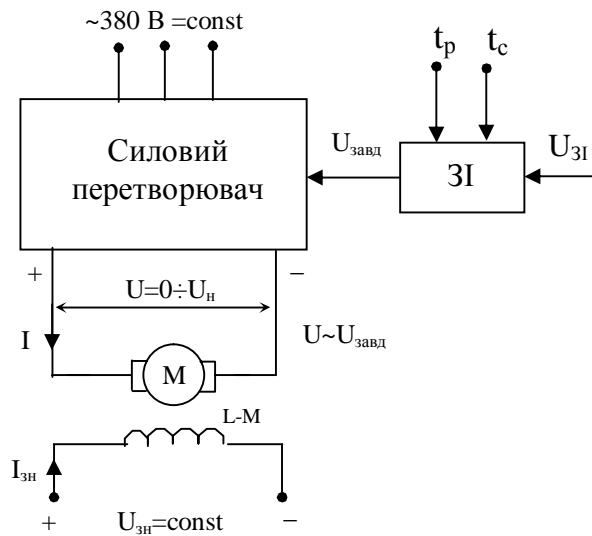


Рис.2.37.

Так як швидкість двигуна наростає пропорційно сигналу задатчика інтенсивності, то ЗІ використовується також для обмеження прискорення чи сповільнення. Час розгону  $t_p$  чи сповільнення  $t_c$  визначається технологічними умовами і встановлюється заздалегідь у межах  $0,5 \div 120$  с.

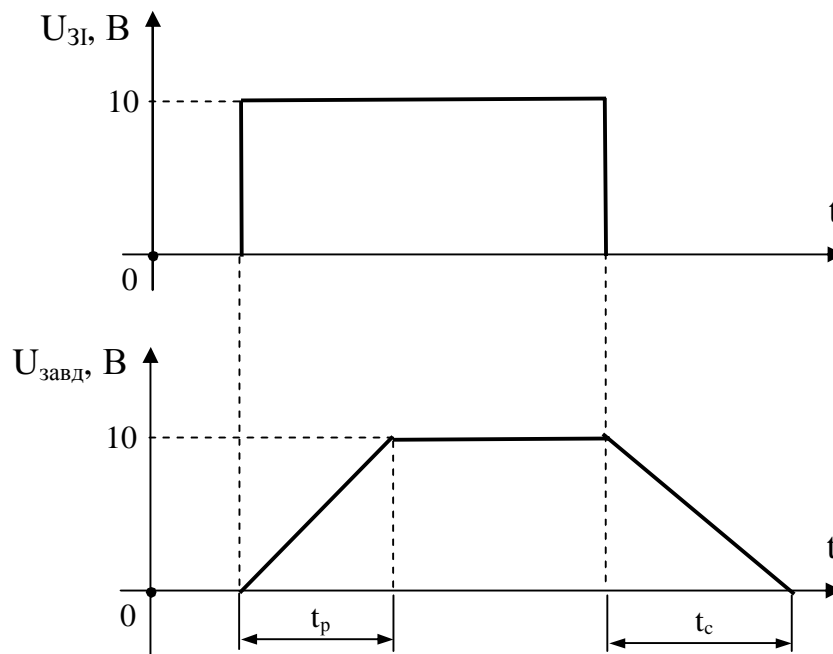


Рис.2.38.

В найпростіших випадках замість задатчика інтенсивності використовуються фільтри на конденсаторах та резисторах, які реалізують аперіодичні ланки першого чи другого порядку.

2) Другий спосіб використовується для пуску нерегульованого ЕП чи електропривода, в яких швидкість регулюється за рахунок зміни опору кола якоря чи магнітного потоку, де попередньо здійснюється пуск до номінальної швидкості. В коло якоря включається пусковий реостат, кількість ступенів якого визначається технологічними вимогами. Чим більше ступенів, тим у менших межах під час пуску змінюється момент двигуна і відповідно прискорення механізму, рис.2.39.

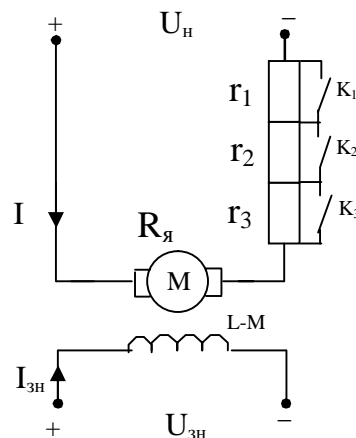


Рис.2.39.

Ступені реостата  $r_1$ - $r_3$  закорочуються контактами  $k_1$ - $k_3$  силових контакторів схеми керування. Інколи деякі секції пускового реостата використовуються для керування швидкості двигуна. Опори ступенів реостата розраховуються так, щоб забезпечити потрібну пускову діаграму, рис.2.40.

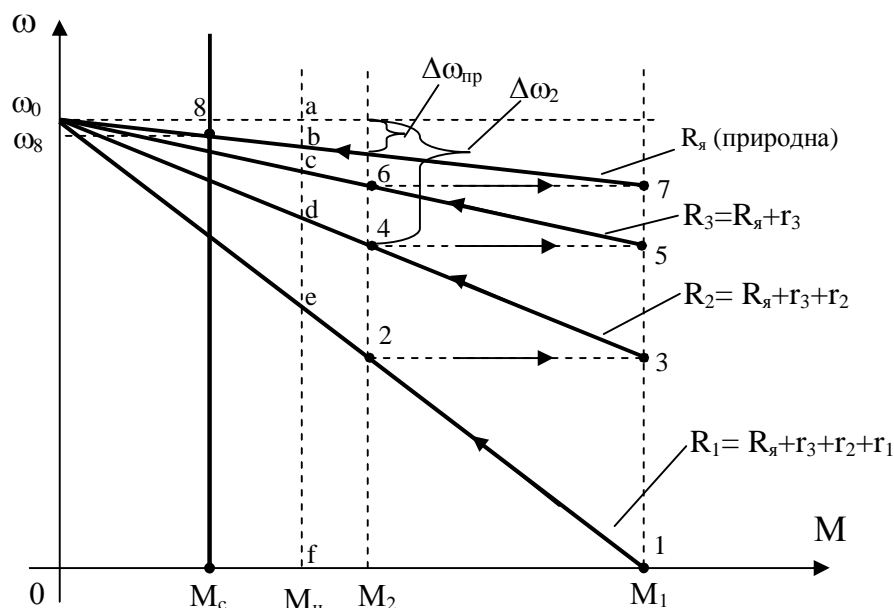


Рис.2.40.

Так як струм якоря пропорційний моменту  $M=c\Phi_n I$ , то пускову діаграму та її розрахунок можна проводити в координатах електромеханічної характеристики.

Для механізмів, які рідко запускаються, наприклад, конвеєри, застосовується нормальний пуск. При цьому задаються моментом перемикання  $M_2=1,1\div 1,2M_c$ , а піковий момент  $M_1$  визначається кількістю пускових ступенів  $m$ . Для високодинамічних механізмів із частими пусками та зупинками для забезпечення найменшого часу перехідних процесів використовується форсований пуск, для чого задаються піковим моментом  $M_1=0,8\div 0,9M_{\max}$ , а момент перемикання  $M_2$  визначається кількістю ступенів. Найчастіше пуск, тобто послідовність включення контакторів  $k_1$ - $k_3$ , здійснюється схемою керування в функції часу, рідше у функції струму якоря чи ЕРС. В першому випадку за допомогою реле часу задається час роботи кожної ступені, який попередньо розраховується. При пуску рух двигуна здійснюється послідовно через точки 1-7 характеристик до виходу в робочу точку 8, в якій він обертається із швидкістю  $\omega_8$ . Розрахунок опорів ступенів реостата здійснюється графоаналітичними чи аналітичними методами.

При графоаналітичних методах у певному масштабі малюється пускова діаграма за кількістю ступенів та умовами пуску. Потім визначаються опори ступенів за методом відрізків чи приростів. В першому випадку проводиться вертикальна лінія через номінальний момент чи струм. Відрізки, які відтинаються цією лінією на механічних характеристиках, пропорційні опорам ступенів, рис.2.40

$$\begin{cases} r_3 = \frac{bc}{af} R_n; \\ r_2 = \frac{cd}{af} R_n; \\ r_1 = \frac{de}{af} R_n. \end{cases} \quad (2.30)$$

При визначенні опорів за методом пропорцій береться відношення падінь швидкостей на будь-якій вертикальній лінії, рис.2.40

$$R_{di} = R_y \left( \frac{\Delta\omega_i}{\Delta\omega_{пр}} - 1 \right), \quad (2.31)$$

де  $\Delta\omega_{пр}$  – падіння швидкості на природній характеристиці.

Часто розрахунок опорів здійснюється з використанням відносних одиниць, в тому числі відносної механічної та електромеханічної

характеристик. За базові беруться значення більшості номінальних параметрів:  $U_H$ ,  $I_H$ ,  $M_H$ ,  $R_H=U_H/I_H$ ,  $\omega_0$  – швидкість ідеального холостого ходу. Відносні значення визначаються шляхом ділення реальних на базові:  $M^*=M/M_H$ ,  $I^*=I/I_H$ ,  $R^*=R/R_H$ ,  $\omega^*=\omega/\omega_0$ ,  $U^*=U/U_H$ . У відносних одиницях механічна  $\omega^*=1-R^*M^*$  та електромеханічна  $\omega^*=1-R^*I^*$  характеристики співпадають, рис.2.41.

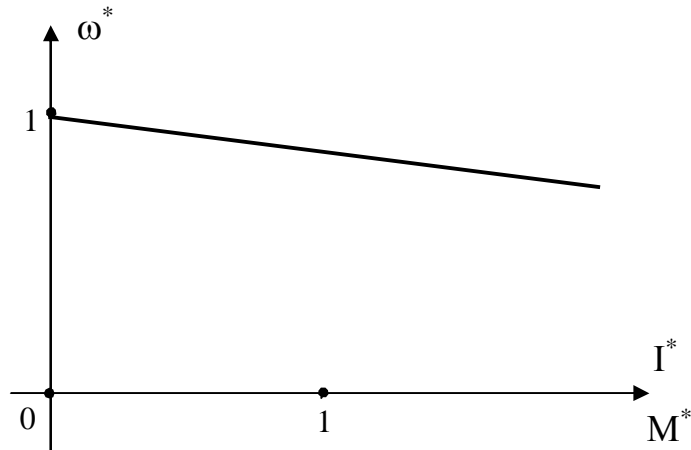


Рис.2.41.

При аналітичному методі розрахунку опорів ступенів реостата розглядаються наступні випадки:

1) Число ступенів  $m$  задано, пуск форсований :

- Задається піковий момент  $M_1^*=0,8\div 0,9M_{\max}^*$  та знаходиться відношення моментів

$$\lambda_m = \frac{M_1^*}{M_2^*} = \sqrt[m]{\frac{1}{\Delta\omega^* M_1^*}}, \quad (2.32)$$

де  $\Delta\omega^*=(\omega_0 - \omega_H)/\omega_0=R_y/R_H$  – відносне падіння номінальної швидкості.

- Обчислюється момент перемикавання  $M_2^*=M_1^*/\lambda_m$  та здійснюється перевірка  $M_2^*>M_c^*$ . Якщо перевірка не задовольняється, то збільшується кількість ступенів реостата  $m$ .
- Визначаються електричні опори ступенів реостата

$$\begin{aligned} r_m &= R_y(\lambda_m - 1) \\ r_{m-1} &= r_m \lambda_m \\ &\dots\dots\dots \\ r_1 &= r_2 \lambda_m \end{aligned} \quad (2.33)$$

2) Число ступенів  $m$  задано, пуск нормальний :

- Задається момент перемикавання  $M_2^*=1,1\div 1,2M_c^*$  та знаходиться відношення моментів

$$\lambda_m = \frac{M_1^*}{M_2^*} = \sqrt[m+1]{\frac{1}{\Delta\omega^* M_2^*}}. \quad (2.34)$$

- Знаходиться піковий момент  $M_1^* = M_2^* \lambda_m$  та здійснюється перевірка  $M_1^* < M_{\max}^*$ . Якщо перевірка не задовольняється, то збільшується кількість ступенів реостата  $m$ .
  - За формулами (2.33) визначаються опори ступенів.
- 3) Кількість ступенів реостата невідоме :
- Задаються піковий момент та момент перемикавання з відомих співвідношень та визначається кількість ступенів

$$m = \frac{\lg \frac{1}{\Delta\omega^* M_1^*}}{\lg \frac{M_1^*}{M_2^*}} \quad (2.35)$$

Якщо кількість ступенів виходить дробова, то підбираються значення  $M_1^*$  та  $M_2^*$  до цілого значення  $m$ .

- Визначається відношення моментів  $\lambda_m = M_1^* / M_2^*$ .
- За відомою формулою (2.33) обчислюються опори ступенів.

2.1.1.5. Динамічні властивості електромеханічного перетворювача двигуна постійного струму з незалежним збудженням

Електромеханічний перетворювач ЕМП двигуна створює електромагнітний момент двигуна  $M$ , який приводить у рух механічну частину МЧ електромеханічної системи, рис.2.42.

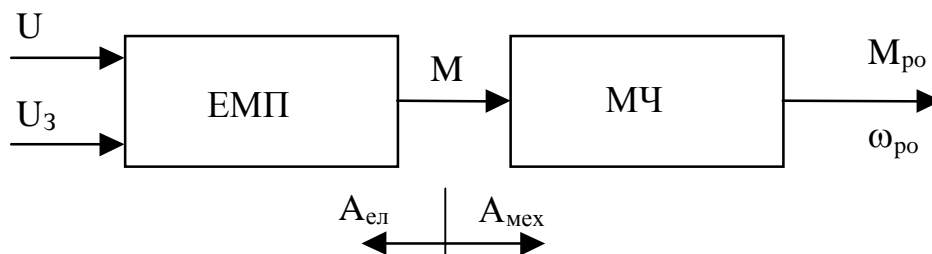


Рис.2.42.

Рівняння руху та структурні схеми механічної частини вже представлені в підрозділі 1.4. Двигун має дві керуючі дії: напругу якоря  $U$  та напругу збудження  $U_3$ , рис.2.43.

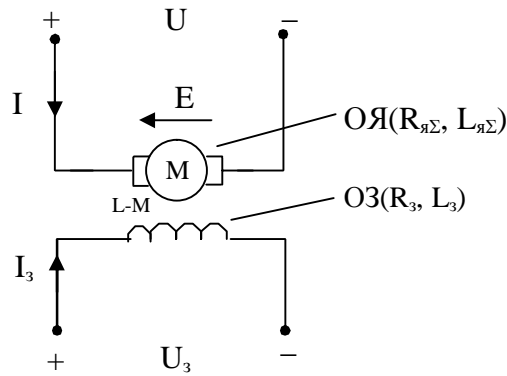


Рис.2.43.

Для визначення динамічних властивостей ЕМП двигуна записуються рівняння за законом Кірхгофа для якінного кола

$$U = IR_{я\Sigma} + E + L_{я\Sigma} \frac{dI}{dt}, \quad (2.36)$$

де  $L_{я\Sigma} = L_{оя} + L_{дп} + L_{ко}$  - сумарна індуктивність якінного кола, яка в узагальненому вигляді складається з індуктивностей обмотки якоря, додаткових полюсів та компенсаційної обмотки. Приблизно сумарну індуктивність якінного кола можна визначити за формулою

$$L_{я\Sigma} \approx \frac{\gamma U_n}{p \omega_n I_n}, \quad (2.37)$$

де  $p$  – число пар полюсів двигуна;  
 $\gamma=0,6$  – для двигунів без компенсаційної обмотки;  
 $\gamma=0,25$  – для двигунів з компенсаційною обмоткою,

Для отримання передаточної функції кола якоря рівняння (2.36) ділиться на опір  $R_{я\Sigma}$

$$\frac{U}{R_{я\Sigma}} = I + \frac{E}{R_{я\Sigma}} + \frac{L_{я\Sigma}}{R_{я\Sigma}} \frac{dI}{dt} \quad \text{або}$$

$$\frac{U - E}{R_{я\Sigma}} = I \left( 1 + T_{я} \frac{d}{dt} \right), \quad (2.38)$$

де  $T_{я} = L_{я\Sigma} / R_{я\Sigma}$  -електромагнітна стала часу якоря, яка характеризує тривалість електромагнітних перехідних процесів у колі якоря.

В середньому значення сталої лежить у межах  $T_{\text{я}}=0,02\div 0,1$  с. Більші значення відповідають тихохідним двигунам великої потужності та двигунам без компенсаційної обмотки.

Вихідною величиною кола якоря є струм якоря, а вхідною - різниця між напругою та ЕРС, тоді внаслідок заміни  $d/dt \Rightarrow p$  із рівняння (2.38) отримується передаточна функція

$$W_{\text{я}}(p) = \frac{I(p)}{U(p) - E(p)} = \frac{1/R_{\text{я}\Sigma}}{1 + T_{\text{я}}p}. \quad (2.39)$$

Як видно з (2.39) передаточна функція кола якоря представляє собою аперіодичну ланку I-го порядку.

Рівняння Кірхгофа для кола збудження має вигляд

$$U_3 = I_3 R_3 + L_3 \frac{dI_3}{dt}, \quad (2.40)$$

де  $L_3$  – індуктивність обмотки збудження.

Коло збудження є нелінійним із-за насичення магнітного кола (насичення сталі). Для лінеаризації кола крива намагнічування на робочій ділянці замінюється прямою, проведеною через номінальну точку, рис.2.44.

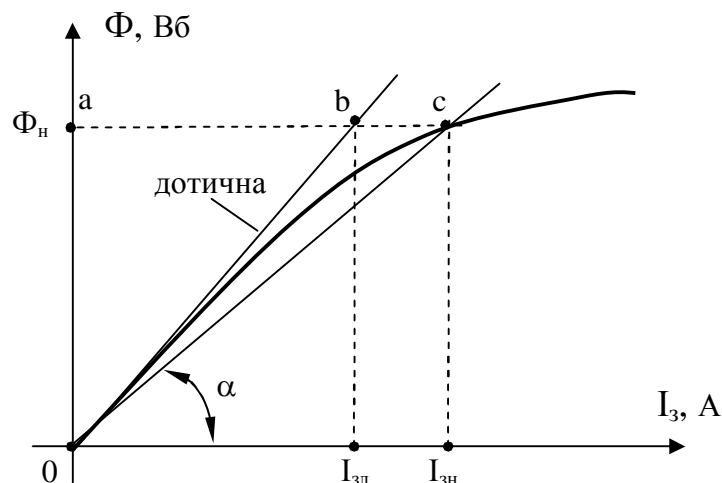


Рис.2.44.

Магнітний потік після лінеаризації дорівнює

$$\Phi = k_3 I_3, \quad (2.41)$$

де  $k_3 = \text{tg} \alpha = \Phi_n / I_{3н}$  - коефіцієнт кола збудження.



Індуктивність обмотки збудження на робочій ділянці до насичення можна знайти за формулою

$$L_3 = \frac{2pK_{\text{нас}} W_{\text{оз}} \Phi_{\text{н}}}{I_{\text{зн}}}, \quad (2.42)$$

де  $K_{\text{нас}} = I_{\text{зн}}/I_{\text{зл}} = ac/ab$  - коефіцієнт насичення згідно рис.2.44;  
 $W_{\text{оз}}$  – кількість витків обмотки збудження.

Індуктивність насиченої ділянки дорівнює

$$L_3 = 2pW_{\text{оз}} \left( \frac{d\Phi}{dI_3} \right). \quad (2.43)$$

Як видно з (2.43), індуктивність обмотки збудження зменшується при збільшенні насичення. Для отримання передаточної функції кола збудження рівняння (2.40) ділиться на опір  $R_3$

$$\frac{U_3}{R_3} = I_3 + \frac{L_3}{R_3} \frac{dI_3}{dt}. \quad (2.44)$$

Вихідною величиною є струм збудження, а вхідною – напруга збудження. З рівняння (2.44) з урахуванням  $d/dt \Rightarrow p$  отримується передаточна функція лінеаризованого кола збудження у вигляді аперіодичної ланки I-го порядку

$$W_3(p) = \frac{I_3(p)}{U_3(p)} = \frac{1/R_3}{1 + T_3 p}, \quad (2.45)$$

де  $T_3 = L_3/R_3$  – стала часу кола збудження.

В середньому значення сталої дорівнює  $T_3 = 0,2 \div 5$  с. Більші значення відповідають двигунам великої потужності.

Як видно зі співвідношення сталих часу кола якоря та збудження, електромагнітні перехідні процеси в якорі протікають на порядок швидше.

Момент двигуна та ЕРС визначаються відомими залежностями

$$M = c\Phi I, \quad (2.42)$$

$$E = c\Phi \omega. \quad (2.43)$$

На основі отриманих передаточних функцій (2.39), (2.45) та рівнянь (2.41), (2.42), (2.43) будується структурна схема ЕМП. Якщо її доповнити

структурною схемою механічної частини двигуна, представленої на рис.1.20 і розробленої на основі рівняння одномасової схеми

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt},$$

то отримується структурна схема двигуна в цілому, рис.2.45.

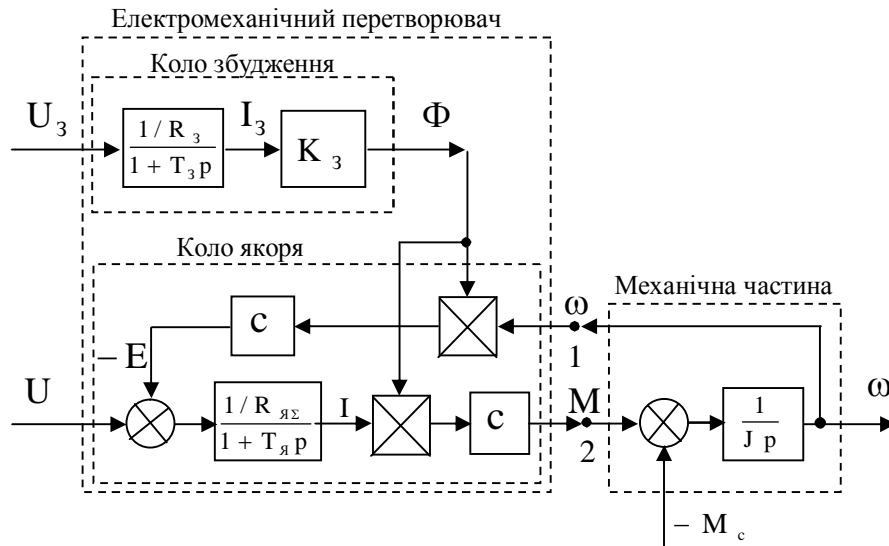


Рис.2.45.

Як видно з рис.2.45, електромеханічний перетворювач є нелінійним при лінеаризованому колі збудження, бо містить функцію множення змінних при створенні моменту **М** та ЕРС двигуна **Е**. Коло збудження не залежить від кола якоря, а коло якоря залежить від кола збудження через магнітний потік **Φ**. Між механічною частиною та ЕМП існує електромеханічний зв'язок, обумовлений ЕРС двигуна (точка 2). Вихідною величиною ЕМП є електромагнітний момент **М** (точка 1), який діє на механічну частину.

В залежності від виду механічної частини (одномасова, двомасова, із зазором тощо) до точок 1 та 2 ЕМП підключаються відповідні структурні схеми, описані в підрозділі 1.4.

Коло якоря може живитися від джерела напруги чи струму:

1) Живлення кола якоря від джерела *напруги*.

Найчастіше при живленні якоря від джерела напруги, тобто при керуванні швидкістю за допомогою напруги якоря, магнітний потік двигуна не змінюється. Найчастіше встановлюється номінальний потік  $\Phi = \Phi_n = \text{const}$  за рахунок живлення обмотки збудження номінальною напругою  $U_{3n} = \text{const}$ . В цьому випадку ЕМП стає лінійним і структурна схема двигуна значно спрощується, рис.2.46.

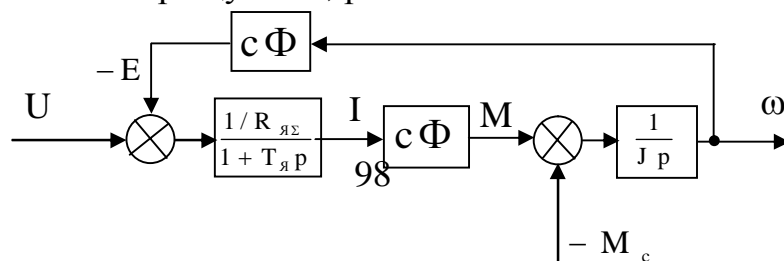


Рис.2.46.

Якщо інформація про струм якоря не потрібна, то коефіцієнт  $C\Phi$  переноситься до передаточної функції кола якоря, рис.2.47.

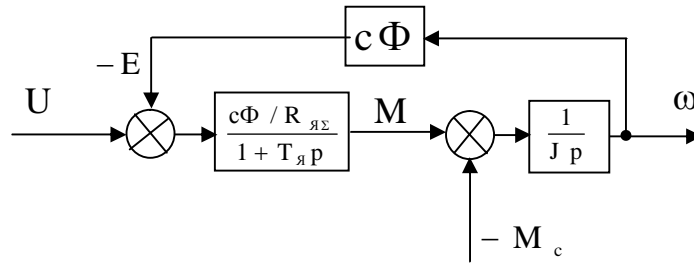


Рис.2.47.

Тривалість механічного перехідного процесу у двигуні, тобто при одномасовій розрахунковій схемі, характеризується електромеханічною сталою часу (1.107)

$$T_m = \frac{J}{\beta} = \frac{J R_{\Sigma}}{(C\Phi)^2}. \quad (2.48)$$

Значення електромеханічної сталої лежить у межах  $T_m=(0,08\div 2)$  с і залежить від моменту інерції, електричного опору кола якоря та магнітного потоку. Якщо електромеханічну сталу ввести в механічну частину, то структурна схема приймає вигляд, рис.2.48.

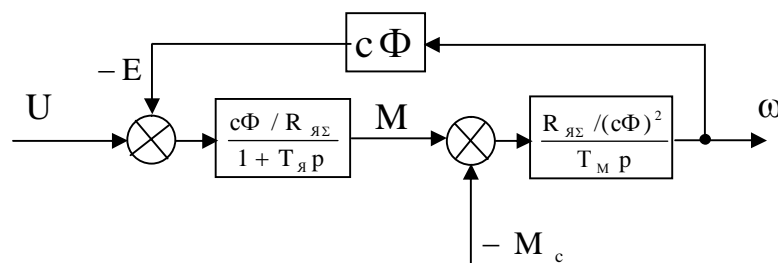


Рис.2.48.

При синтезі замкнених систем керування електропривода використовуються зворотні зв'язки за швидкістю, положенням та струмом

якоря. Останній пропорційний моменту двигуна, так як момент виміряти дуже складно. В цьому випадку використовується наступна структурна схема, рис.2.49.

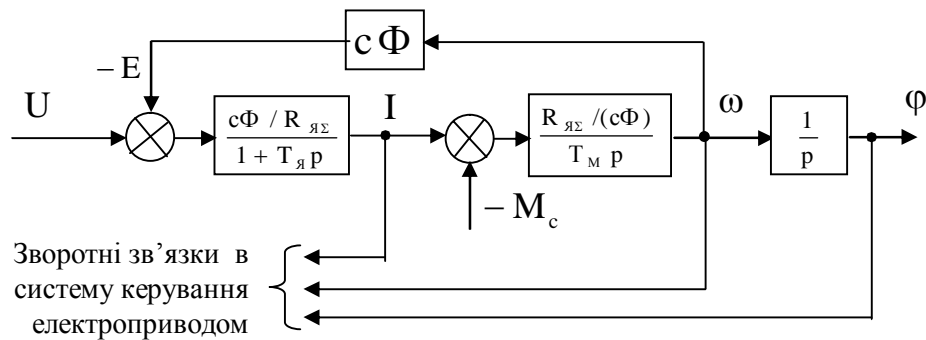


Рис.2.49.

Інколи необхідно мати структурну схему із сигналом швидкості ідеального холостого ходу  $\omega_0$ . Для цього ланка з коефіцієнтом  $c\Phi$  у внутрішньому зворотному зв'язку переноситься в прямий канал і структурна схема має вигляд, представлений на рис.2.50. При цьому коефіцієнт передачі ланки кола якоря дорівнює жорсткості механічної характеристики.

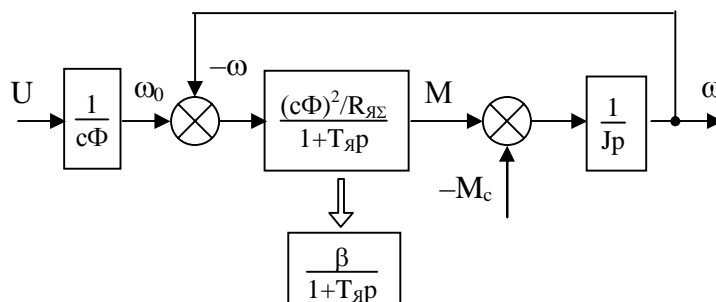


Рис.2.50.

Живлення двигуна від джерела напруги при незмінному магнітному потоці  $\Phi = \text{const}$  забезпечує високу швидкодію ЕМП, яка визначається електромагнітною сталою часу якоря  $T_я$ . Це справедливо для двигунів з компенсаційною обмоткою. Якщо ж двигун некомпенсований, то внаслідок реакції якоря магнітний потік при зміні струму якоря може зменшуватися на 10-20%. При цьому швидкодія ЕМП значно знижується, бо основний потік  $\Phi$  змінюється зі сталою часу кола збудження  $T_з \gg T_я$ .

## 2) Живлення кола якоря від джерела *струму*.

В цьому випадку внутрішній електромеханічний зв'язок у двигуні відсутній, так як ЕРС не впливає на струм якоря, який залишається незмінним  $I = \text{const}$ . Структурна схема має вигляд, рис.2.51.

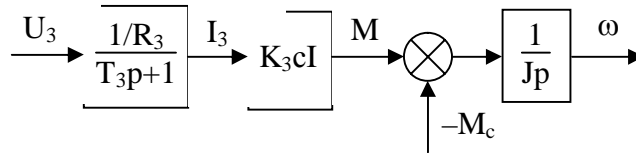


Рис.2.51.

В цьому випадку ЕМП є джерелом постійного моменту  $M$  з невисокою швидкістю, обумовленою великою сталою часу кола збудження  $T_3$ . Величина моменту задається зміною напруги збудження  $U_3$ . Для зміни напрямку моменту і відповідно швидкості змінюється полярність напруги збудження. Так як електромеханічний зв'язок відсутній, то штучні механічні характеристики двигуна абсолютно м'які, тобто представляють собою вертикальні прямі, рис.2.52. Якщо момент двигуна не врівноважено статичним моментом, то його швидкість стрімко збільшується до небезпечного рівня. Електропривод з джерелом струму використовується в механізмах, де потрібно керування моментом (стругальні верстати, екструдери тощо). Часто джерело струму реалізується на основі індуктивно-ємнісного перетворювача, який має дуже високу надійність.

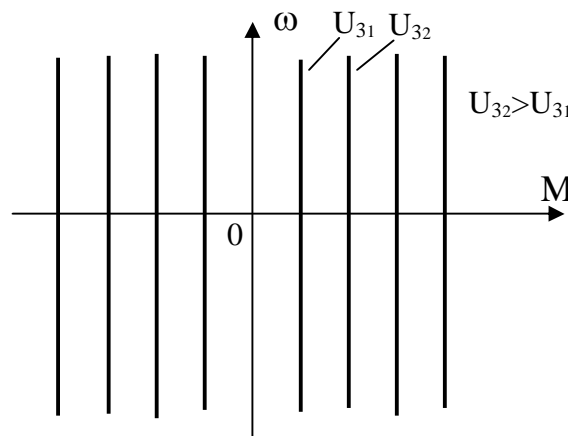


Рис.2.52.

### 2.1.1.6. Динамічна механічна та електромеханічна характеристики двигуна

Динамічна механічна та електромеханічна характеристики – це залежності  $\omega = f(M)$  та  $\omega = f(I)$  для всіх режимів роботи двигуна, як для статичного, так і для динамічних процесів. Рівняння динамічних характеристик отримуються аналогічно до статичних характеристик, але

не основі статичного рівняння (2.3), а на базі диференціального рівняння (2.36) кола якоря

$$U = IR_{я\Sigma} + E + L_{я\Sigma} \frac{dI}{dt}. \quad (2.49)$$

Після підстановки у (2.49) відомого виразу для ЕРС двигуна  $E = c\Phi\omega$

$$U = IR_{я\Sigma} + c\Phi\omega + L_{я\Sigma} \frac{dI}{dt}$$

знаходиться рівняння *динамічної електромеханічної* характеристики

$$\omega = \frac{U}{c\Phi} - \frac{I \cdot R_{я\Sigma}}{c\Phi} - \frac{L_{я\Sigma}}{c\Phi} \frac{dI}{dt}. \quad (2.50)$$

Якщо до (2.50) підставити значення струму якоря з виразу для моменту  $I = \frac{M}{c\Phi}$ , то отримується рівняння *динамічної механічної* характеристики

$$\omega = \frac{U}{c\Phi} - \frac{R_{я\Sigma}}{(c\Phi)^2} M - \frac{L_{я\Sigma}}{(c\Phi)^2} \frac{dM}{dt} \quad \text{або} \quad (2.51)$$

$$\omega = \omega_0 + \frac{M}{\beta} \left( 1 + T_{я} \frac{dM}{dt} \right), \quad (2.52)$$

де  $\omega_0 = \frac{U}{c\Phi}$  - швидкість ідеального холостого ходу;  
 $\beta = \frac{(c\Phi)^2}{R_{я\Sigma}}$  - статична жорсткість механічної характеристики.

Динамічна механічна характеристика (2.52) характеризується *динамічною жорсткістю*, яка являє собою передаточну функцію ЕМП на рис.2.47 за збуренням,

$$\beta_{дин}(p) = \frac{M(p)}{\omega(p)} = -\frac{\beta}{T_{я}p+1} \quad (2.53)$$

та зсувом *фаз* між моментом та швидкістю

$$\Delta\psi(p) = \psi_M - \psi_\omega. \quad (2.54)$$

У статичному режимі, тобто при  $p=0$ , модуль динамічної жорсткості дорівнює статичній жорсткості характеристики, взятої з протилежним знаком,

$$|\beta_{\text{дин}}(p)| = -\beta = -\frac{(c\Phi)^2}{R_{\Sigma}},$$

а зсув фаз дорівнює  $\Delta\psi(p) = -\pi$ .

Розглянемо усталений динамічний режим роботи двигуна, обумовлений дією статичного моменту з періодичною складовою

$$M_c = M = M_{\text{сер}} + \Delta M_{\text{max}} \sin \Omega t. \quad (2.55)$$

Після підстановки моменту (2.55) у рівняння динамічної механічної характеристики (2.52) отримується закон зміни швидкості двигуна при дії періодичного статичного моменту

$$\begin{aligned} \omega &= \frac{M_{\text{кз}} - M_{\text{сер}}}{\beta} - \frac{\Delta M_{\text{max}}}{\beta} \sin \Omega t - \frac{\Omega T_{\text{я}} \Delta M_{\text{max}}}{\beta} \cos \Omega t = \\ &= \omega_{\text{сер}} - \frac{\Delta M_{\text{max}} \sqrt{1 + T_{\text{я}}^2 \Omega^2}}{\beta} \sin(\Omega t + \psi) = \omega_{\text{сер}} - \Delta \omega \sin(\Omega t + \psi), \end{aligned} \quad (2.56)$$

де  $\psi = -\pi - \arctg(\Omega T_{\text{я}})$  – фаза;

$M_{\text{кз}} = \beta \omega_0$  – момент короткого замикання.

Динамічна характеристика представляє собою замкнену криву у вигляді еліпса, рис.2.53.

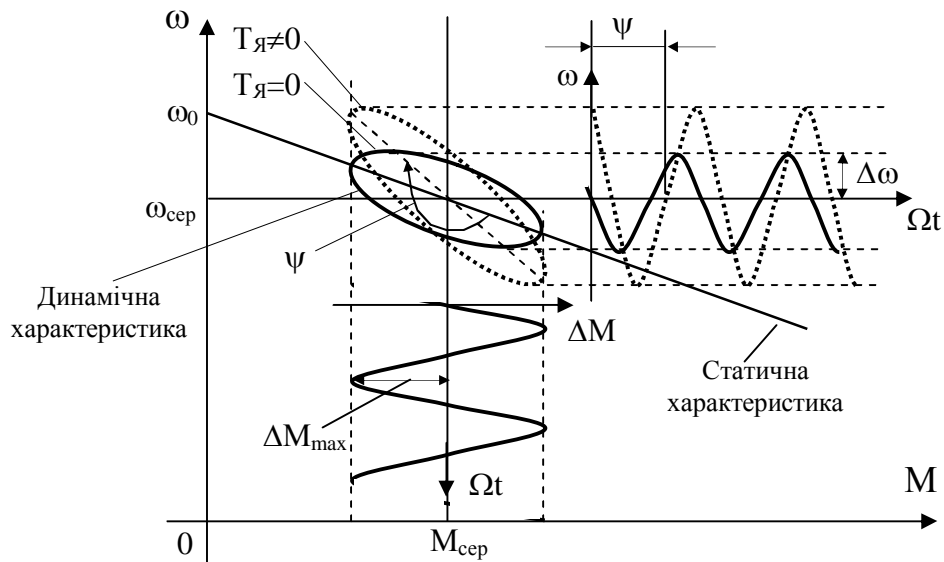


Рис.2.53.

Величина коливань швидкості  $\Delta\omega$  збільшується при збільшенні  $T_{\text{я}}$ ,  $\Omega$ ,  $\Delta M_{\text{max}}$  та зменшенні жорсткості  $\beta$ . Зсув фаз змінюється від  $-180^\circ$  при  $T_{\text{я}}=0$

чи  $\Omega=0$  і до  $-270^\circ$  при збільшенні  $T_{\text{я}}$  та при  $\Omega \rightarrow \infty$ . Динамічна механічна характеристика зливається зі статичною при  $T_{\text{я}}=0$  чи  $\Omega=0$ .

Як видно з рис.2.53, динамічна характеристика суттєво відрізняється від статичної, тому при періодичній зміні статичного моменту чи зміні його стрибком потрібно використовувати динамічну механічну характеристику або проводити моделювання електромеханічної системи. Статичні механічні характеристики можна використовувати при постійному значенні статичного моменту або при його повільній зміні відносно електромагнітної сталої часу  $T_{\text{я}}$ .

### 2.1.2. Електромеханічні властивості двигуна постійного струму з послідовним збудженням

Струм збудження є одночасно струмом якоря, тому магнітний потік для кожної робочої точки двигуна буде різним, рис.2.54.

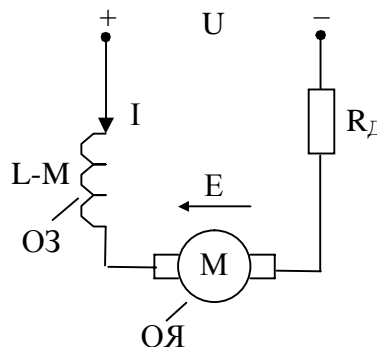


Рис.2.54.

Перевантажувальна здатність двигуна з послідовним збудженням вища ніж у двигуна з незалежним збудженням, бо із збільшенням навантаження зростає магнітний потік і відповідно момент двигуна. Так перевантаженню за струмом  $\lambda_I = 2 \div 3$  відповідає перевантаження за моментом  $\lambda_M = 2,5 \div 3,5$ .

В загальному випадку рівняння електромеханічної характеристики двигуна співпадає з аналогічним рівнянням двигуна постійного струму з незалежним збудженням (2.6), але магнітний потік є функцією струму якоря  $\Phi=f(I)$

$$\omega = \frac{U}{c\Phi(I)} - \frac{R_{\text{я\sum}}}{c\Phi(I)} I. \quad (2.57)$$

Для полегшення аналізу реальна крива намагнічування замінюється двома прямолінійними ділянками, рис.2.55.

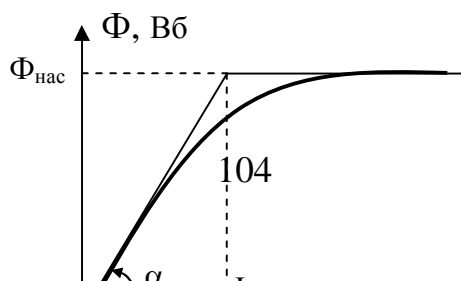




Рис.2.55.

Для цього в початку координат проводиться дотична до перетинання з прямою, яка проходить на рівні потоку насичення  $\Phi_{\text{нас}}$  паралельно осі абсцис. Точка перетину визначає струм межі  $I_m$ , який розділяє криву намагнічування на дві ділянки I та II:

1) На першій ділянці при струмі двигуна менше струму межі  $I \leq I_m$  магнітний потік пропорційний струму якоря

$$\Phi = K_3 I, \quad (2.58)$$

де  $K_3 = \text{tg} \alpha$  – коефіцієнт кола збудження;

а на другій ділянці, коли  $I > I_m$ , магнітний потік незмінний і дорівнює потоку насичення

$$\Phi = \Phi_{\text{нас}} = \text{const}. \quad (2.59)$$

Після підстановки у (2.57) виразу для потоку (2.58) отримується рівняння *електромеханічної* характеристики при роботі зі струмом якоря меншим за струм межі  $I \leq I_m$

$$\omega = \frac{U}{cK_3 I} - \frac{R_{\Sigma}}{cK_3 I} I = \frac{U}{cK_3 I} - \frac{R_{\Sigma}}{cK_3} = \frac{a}{I} - b. \quad (2.60)$$

$$\text{де } a = \frac{U}{cK_3}; \quad b = \frac{R_{\Sigma}}{cK_3}.$$

Як видно з (2.60), рівняння електромеханічної характеристики представляє собою гіперболу з асимптотами: вісь ординат, тобто  $I=0$ , та пряма  $\omega = -b$ , рис.2.56. Жорсткість характеристики зростає із збільшенням навантаження і при незначних навантаженнях вона невелика.

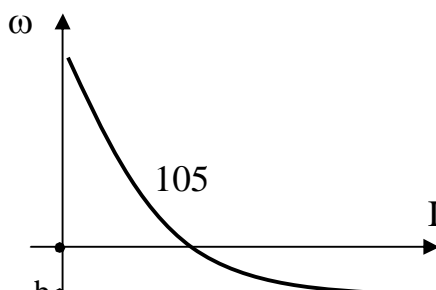


Рис.2.56.

Електромеханічна характеристика не перетинає вісь ординат. Із зменшенням струму стрімко збільшується швидкість до недопустимих меж, тому двигун із послідовним збудженням запускається в роботу з обов'язковим навантаженням. Момент двигуна на першій ділянці дорівнює

$$M = c\Phi(I)I = cK_3 I^2, \quad (2.61)$$

тобто він пропорційний квадрату струму якоря. *Механічна* характеристика двигуна отримується з електромеханічної (2.60) з урахуванням виразу для струму, знайденого з (2.61)  $I = \sqrt{\frac{M}{cK_3}}$

$$\omega = \frac{U}{\sqrt{cK_3 M}} - \frac{R_{я\Sigma}}{cK_3}. \quad (2.62)$$

Механічна характеристика (2.62) також представляє собою гіперболу.

2) На другій ділянці магнітний потік дорівнює  $\Phi_{нас} = \text{const}$ , тому електромеханічна та механічна характеристики, отримані з (2.57) та (2.61), мають вигляд

$$\omega = \frac{U}{c\Phi_{нас}} - \frac{R_{я\Sigma}}{c\Phi_{нас}} I \quad (2.63)$$

$$\omega = \frac{U}{c\Phi_{нас}} - \frac{R_{я\Sigma}}{(c\Phi_{нас})^2} M \quad (2.64)$$

як і для двигуна з незалежним збудженням, тобто представляють собою прямі.

*Природна* механічна та електромеханічна характеристики відповідають увімкненню двигуна на номінальну напругу  $U = U_n$  при відсутності додаткового електричного опору  $R_d$  у колі якоря.

Отримані залежності механічних та електромеханічних характеристик дають загальні уявлення про електромеханічні властивості двигуна з послідовним збудженням. Для інженерних розрахунків вони не використовуються із-за похибок апроксимації кривої намагнічування.

### 2.1.2.1. Штучні механічні характеристики та способи керування швидкістю двигуна з послідовним збудженням

Згідно до рівняння механічної характеристики двигуна (2.62)

$$\omega = \frac{U}{\sqrt{cK_3M}} - \frac{R_{я\Sigma}}{cK_3} = \frac{a}{M} - b$$

де  $a = \frac{U}{\sqrt{cK_3}}; \quad b = \frac{R_{я\Sigma}}{cK_3}.$

є два способи керування швидкістю:

- 1) Зміна напруги живлення двигуна  $U$ ;
- 2) Збільшення електричного опору якірного кола за рахунок увімкнення додаткового резистора  $R_d$ .

1) При зміні *напруги живлення* коефіцієнт  $b$  характеристики залишається постійним, тому асимптоти механічних характеристик залишаються незмінними. Момент короткого замикання при зменшенні напруги також зменшується

$$M_{кз} = cK_3 I_{кз}^2 = cK_3 (U/R_{я\Sigma})^2 \quad (2.65)$$

Відповідні штучні механічні характеристики представлені на рис.2.57. Робочі точки на характеристиках визначаються перетином із характеристикою статичного моменту.

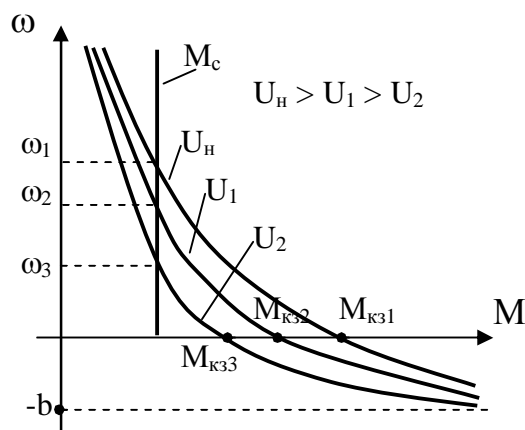


Рис.2.57.

2) При увімкненні *додаткового резистора*  $R_d$  збільшується сумарний електричний опір кола двигуна  $R_{я\Sigma} = R_{я} + R_{оз} + R_d$  і відповідно збільшується коефіцієнт характеристика  $b$ . При цьому момент короткого замикання (2.65) зменшується. Додатковий резистор  $R_d$  за умовами комутації змінюється ступенями шляхом закорочування відповідних секцій реостата контактами силових контакторів. Сімейство штучних механічних характеристик представлено на рис.2.58.

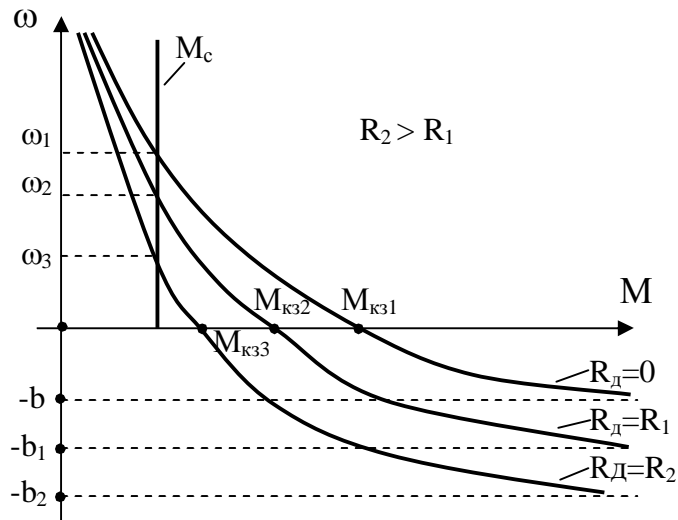


Рис.2.58.

Використовується також спосіб керування швидкістю за рахунок шунтування обмотки збудження додатковим резистором. Штучні механічні характеристики при цьому розташовуються вище природної.

2.1.2.2. Зміна напрямку руху (реверс) двигуна з послідовним збудженням

Для зміни напрямку руху двигуна потрібно змінити напрямок струму в обмотці збудження чи обмотці якоря, рис.2.59. Одночасна зміна напрямків струмів за рахунок зміни полярності напруги живлення двигуна не призводить до реверсу.

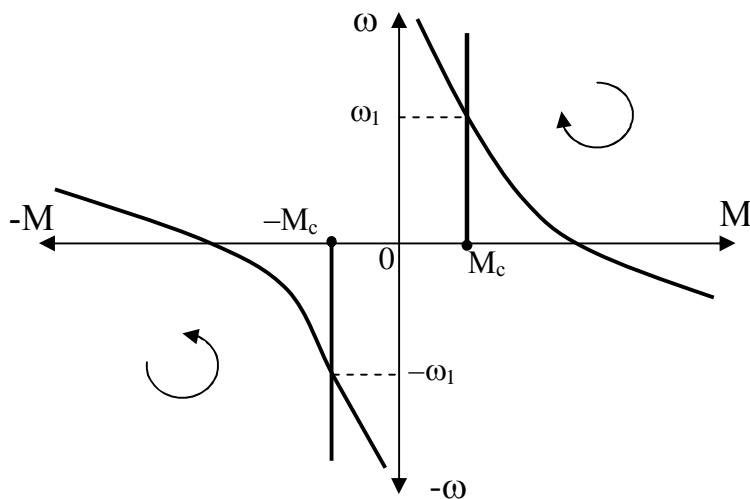


Рис.2.60.

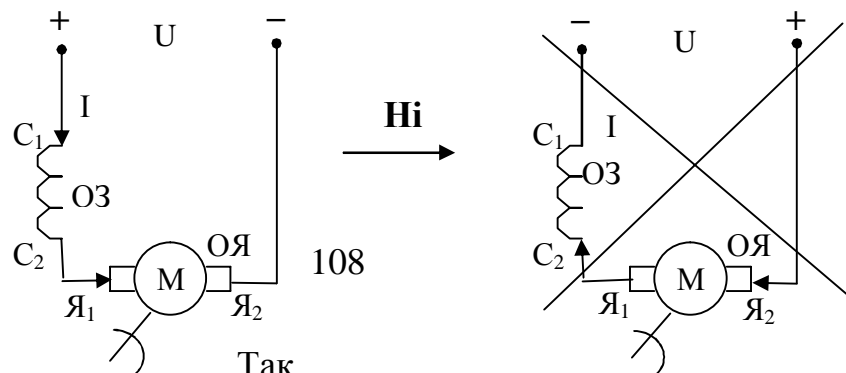


Рис.2.59.

При зміні напрямку руху працюючого двигуна для обмеження струму на час реверсу в коло вмикається додатковий резистор.

Механічні характеристики для прямого та зворотного напрямків руху симетричні відносно початку координат і представлені на рис.2.60.

Пуск двигуна з послідовним збудженням здійснюється аналогічно як і для двигуна з незалежним збудженням, тобто за допомогою пускового реостата чи задатчика інтенсивності для керованих за напругою ЕП (дивись пункт 2.1.1.4).

#### 2.1.2.3. Режими гальмування двигуна з послідовним збудженням

Двигун із послідовним збудженням не забезпечує режим рекуперативного гальмування, бо його механічна характеристика не перетинає вісь ординат. Двигун дозволяє реалізувати наступні режими гальмування:

- 1) Гальмування противмиканням;
- 2) Динамічне гальмування із самозбудженням;
- 3) Динамічне гальмування з незалежним збудженням.

1) Для реалізації режиму *гальмування противмиканням при активному статичному моменті* в коло двигуна вводиться додатковий резистор із таким опором, щоб робоча точка перейшла з I-го рушійного квадранта у IV-й гальмівний. При цьому змінюється напрямок швидкості двигуна, рис.2.61.

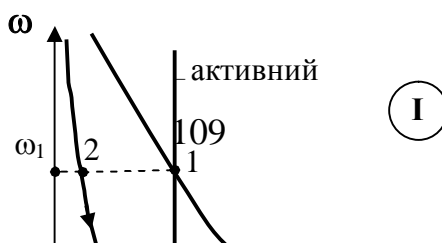


Рис.2.61.

До початку гальмування двигун працює в рушійному режимі в робочій точці **1** із швидкістю  $\omega_1$ . При увімкненні додаткового резистора  $R_d$  двигун із робочої точки **1** перейде в точку **2** на новій механічній характеристиці, так як швидкість миттєво змінитися не може. На ділянці характеристики 2-3 двигун сповільнюється в рушійному режимі до зупинки, а на ділянці 3-4 розганяється в протилежному напрямку в режимі гальмування противмиканням. Точка **4** є новою робочою точкою двигуна, в якій він гальмує механізм, наприклад, лебідку при опусканні вантажу, забезпечуючи усталену швидкість  $\omega_4$ . Збільшення цієї швидкості здійснюється збільшенням величини додаткового опору.

Режим *гальмування противмиканням при реактивному статичному моменті* реалізується тільки в перехідному процесі. Для гальмування механізму здійснюється реверс працюючого двигуна з обмеженням максимального гальмівного моменту за допомогою увімкнення в коло двигуна додаткового резистора  $R_d$ , рис.2.62. При перемиканні двигун переходить із статичної точки **1**, в якій він працював, у точку **2** чи **3** на нових механічних характеристиках у залежності від величини додаткового опору  $R_d$ . На ділянках 2-4 чи 3-5 двигун сповільнюється в режимі гальмування противмиканням до зупинки. В точці **4** двигун при нульовій швидкості буде продовжувати стояти, так як його момент менше статичного  $M_{к34} < M_c$ . З точки **5** двигун почне розганятися у рушійному режимі у зворотному напрямку, бо момент короткого замикання  $M_{к35} > M_c$ , прямуючи до нової статичної точки **6**. В обох випадках при зупинці двигуна його потрібно відключити від живлення.

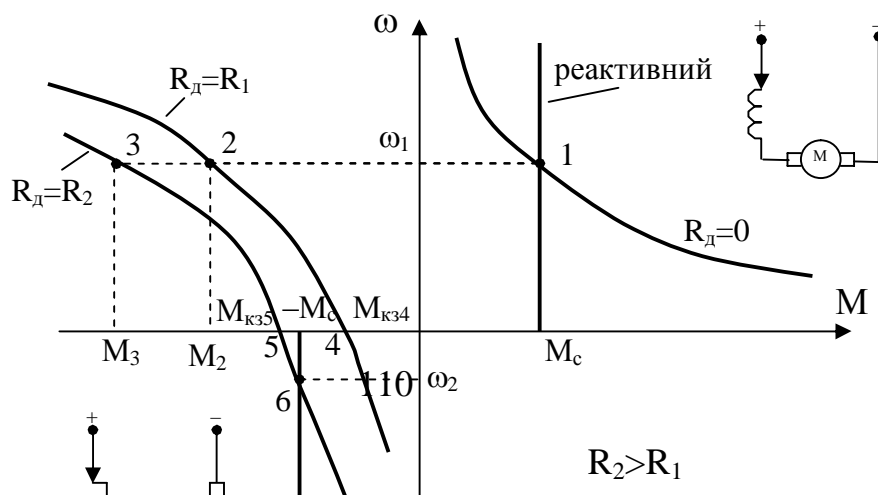


Рис.2.62.

Перевагою гальмування противмиканням є можливість керування моментом гальмування в значному проміжку, особливо при низьких швидкостях. Недоліком є низька енергетична ефективність, так як вся енергія від мережі та механізму втрачається у двигуні та резисторі, перетворюючись у тепло.

2) *Динамічне гальмування із самозбудженням* найчастіше застосовується в електроприводах транспортних та вантажопідйомних машинах, а також як аварійне, бо не потребує джерела живлення. Для реалізації гальмування працюючий двигун відключається від мережі й закорочується на додатковий резистор  $R_d$ . Поштовхом для виникнення гальмівного моменту є залишковий магнітний потік  $\Phi_0$  у магнітопроводі двигуна та виконання двох умов:

- Напрямок струму в обмотці збудження у гальмівному режимі повинен співпадати за напрямком струму, який був до початку гальмування в рушійному режимі. Це необхідно для того, щоб новостворений струмом двигуна магнітний потік за напрямком співпадав із  $\Phi_0$ , інакше магнітопровід повністю розмагнітиться;
- Сумарний електричний опір кола двигуна  $R_{\Sigma} = R_{\text{я}} + R_{\text{оз}} + R_d$  повинен бути менше критичного, величина якого визначається швидкістю двигуна

$$R_{\Sigma} < R_{\text{кр}} = \frac{E}{I} = \frac{c\Phi\omega}{I} \approx \frac{cK_3 I \omega}{I} = cK_3 \omega. \quad (2.66)$$

Чим більший опір кола, тим при більшій швидкості починається збудження двигуна та відповідно режим гальмування. Механічні характеристики мають нелінійний характер, рис.2.63.

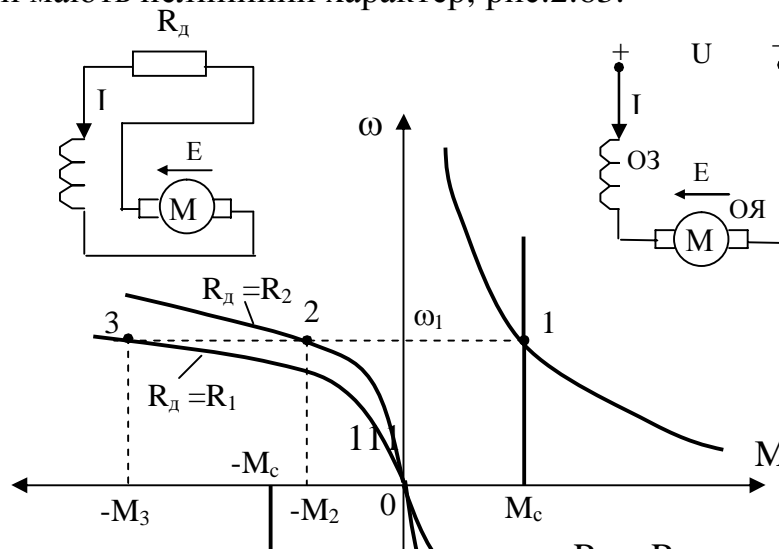


Рис.2.63.

При невеликих навантаженнях гальмівний момент незначний, але він стрімко зростає після збудження двигуна, забезпечуючи прямолінійні характеристики. На рис.2.63 представлено гальмування при реактивному статичному моменті  $M_c$ . Зі статичної точки **1** при швидкості  $\omega_1$  двигун із рушійного режиму переходить у режим гальмування в точку **2** чи **3** у залежності від значення додаткового опору  $R_d$ , створюючи гальмівний момент  $M_2$  чи  $M_3$ . На ділянці характеристики 2-0 чи 3-0 двигун сповільнюється до зупинки. Якби статичний момент був активним, то після зупинки двигун почав би розганятися у зворотному напрямку в режимі гальмування до нової робочої точки, яка визначається перетином із механічною характеристикою механізму.

3) Для організації *динамічного гальмування з незалежним збудженням* тільки обмотка якоря відключається від живлення і закорочується на додатковий резистор  $R_d$ , а обмотка збудження підключається до джерела живлення через струмообмежуючий резистор  $R_{co}$ . В цьому режимі двигун має механічні характеристики як і двигун з незалежним збудженням, тобто характеристики представляють собою прямі, які проходять через початок координат, рис.2.64. Величина гальмівного моменту  $M_2$  чи  $M_3$  задається величиною додаткового опору  $R_d$ . При реактивному статичному моменті  $M_c$  двигун зупиняється в початку координат, а при активному моменті розганяється до статичної швидкості у IV-му квадранті.

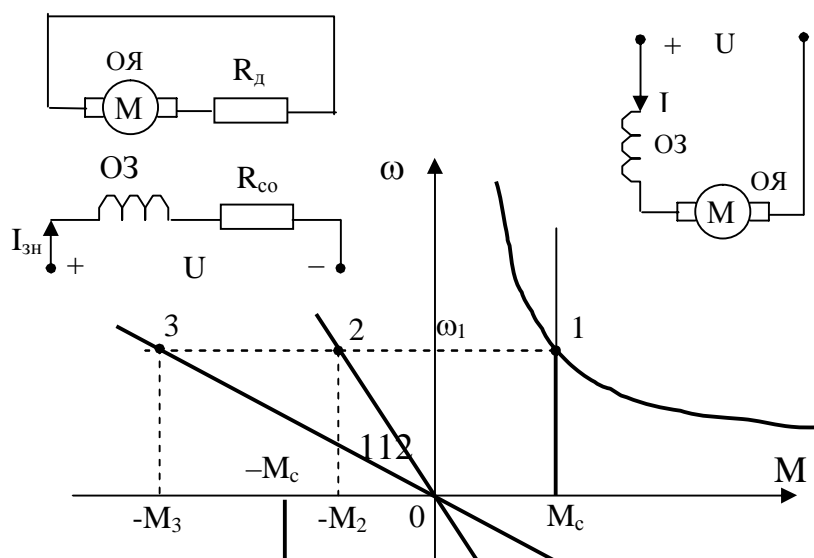




Рис.2.64.

В режимі динамічного гальмування механічна енергія, яка поступає від механізму, перетворюється у двигуні та додатковому резисторі в тепло. Перевагою цього режиму є достатньо висока ефективність та простота реалізації, а недоліком - незначний гальмівний момент на низьких швидкостях.

#### 2.1.2.4. Побудова природної та штучних характеристик двигуна з послідовним збудженням

Механічна та електромеханічна характеристики двигуна мають нелінійний вигляд. При невеликих навантаженнях, коли магнітне коло двигуна ненасичене, це гіперболи, які із збільшенням навантаження та насичення магнітного кола переходять у прямі. Тільки за паспортними даними реальну природну характеристику побудувати неможливо. Для цього використовуються універсальні характеристики, які приводяться у довідниках для однієї серії двигунів, і представляють собою залежності швидкості та моменту двигуна від струму у відносних одиницях, рис.2.65.

Побудова природних механічної та електромеханічної характеристик здійснюється у наступній послідовності:

- 1) На осі абсцис задається ряд струмів  $I_i^*$  ;
- 2) За універсальними характеристиками знаходяться відповідні швидкості  $\omega_i^*$  та моменти  $M_i^*$  ;
- 3) За допомогою номінальних даних обчислюються швидкості, моменти та струми в абсолютних одиницях  $M_i = M_i^* \cdot M_H$  ,  $\omega_i = \omega_i^* \cdot \omega_H$  ,  $I_i = I_i^* \cdot I_H$  ;
- 4) За результатами попереднього пункту будуються природні механічна та електромеханічна характеристики  $\omega = f(M)$  та  $\omega = f(I)$ .

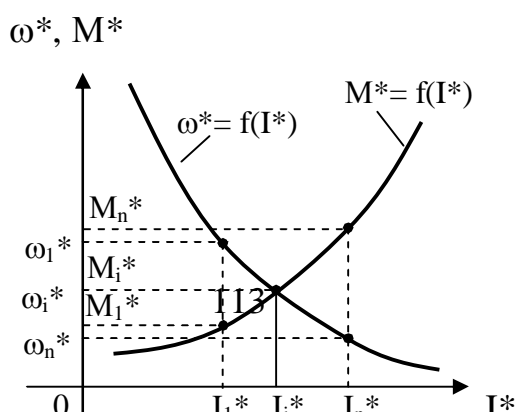


Рис.2.65.

На основі природної характеристики за допомогою різних методів будуються штучні характеристики. Аналітичний метод ґрунтується на відношенні швидкостей на природній та штучній характеристиках. Для природної характеристики швидкість будь-якої точки дорівнює

$$\omega_{\Pi i} = \frac{U_n - I_i R_{\text{дв}}}{c \Phi_i}, \quad (2.67)$$

де  $R_{\text{дв}} = R_{\text{я}} + R_{\text{оз}}$  – електричний опір двигуна, який приблизно можна знайти за паспортними даними  $R_{\text{дв}} \approx 0,75 R_n (1 - \eta_n)$ .

Відповідно для штучної характеристики

$$\omega_{\text{Ш}i} = \frac{U - I_i (R_{\text{дв}} + R_{\text{д}})}{c \Phi_i}. \quad (2.68)$$

Тоді відношення швидкостей на характеристиках визначається виразом

$$\omega_{\text{Ш}i} = \omega_{\Pi i} \frac{U - I_i (R_{\text{дв}} + R_{\text{д}})}{U_n - I_i R_{\text{дв}}}. \quad (2.69)$$

За допомогою формули (2.69) будується штучна характеристика при наявності додаткового опору  $R_{\text{д}}$  у колі двигуна. При цьому в чисельник підставляється номінальна напруга  $U_n$ . Для розрахунку штучної характеристики при зміні напруги живлення  $U$  у чисельник підставляється  $R_{\text{д}}=0$ . Штучна характеристика будується в наступній послідовності:

- 1) Будується природна електромеханічна характеристика за допомогою універсальної характеристики;
- 2) Задається ряд струмів  $I_i$  і за природною характеристикою знаходяться відповідні швидкості  $\omega_{\Pi i}$ ;
- 3) За формулою (2.69) для відповідного струму  $I_i$  знаходяться швидкості для штучної характеристики  $\omega_{\text{Ш}i}$ ;
- 4) За результатами попереднього пункту наносяться точки швидкостей  $\omega_{\text{Ш}i}$  на перетині з відповідними струмами  $I_i$  й отримується штучна електромеханічна характеристика  $\omega = f(I)$ , рис.2.66;
- 5) За допомогою універсальної характеристики  $M^* = f(I^*)$  знаходяться моменти  $M_i$  і будується штучна механічна характеристика  $\omega = f(M)$ .

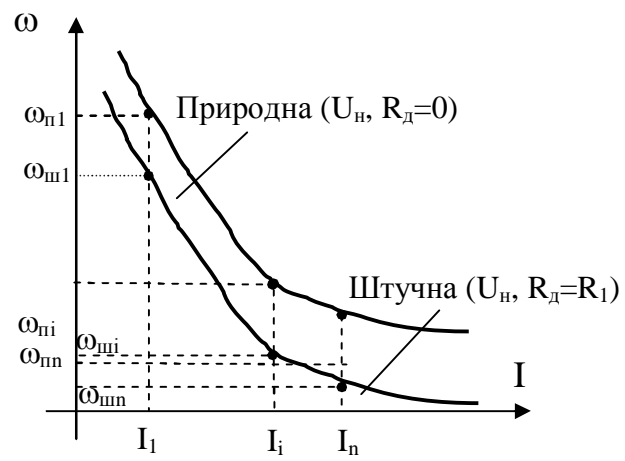


Рис.2.66.

### 2.1.3. Електромеханічні властивості двигуна постійного струму зі змішаним збудженням

Двигуни зі змішаним збудженням використовуються в ковальсько-штампувальних машинах із маховиками, механізмах підйому та електротранспорту. Двигун має дві обмотки збудження: незалежну (НОЗ) та послідовну (ПОЗ), тому він має властивості двигуна з незалежним та послідовним збудженням, проте й більші габарити та вищу вартість, рис.2.67.

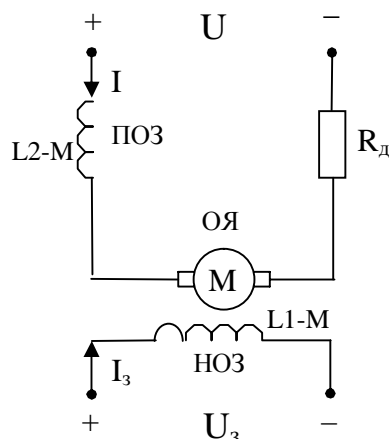


Рис.2.67.

При проектуванні двигуна задається співвідношення потоків обмоток при номінальному струмі якоря  $\Phi_{\text{ПОЗ}}/\Phi_{\text{НОЗ}}=0,75\div 1,0$ , рис.2.68.

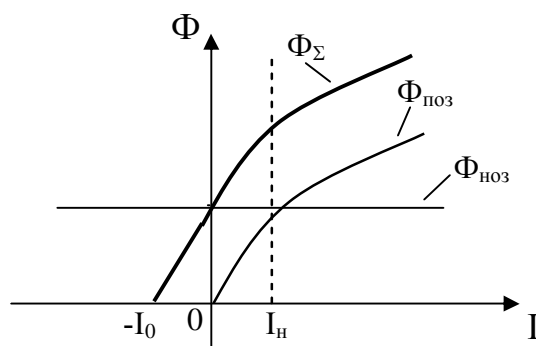


Рис.2.68.

З рис.2.68 видно, що при струмі якоря  $-I_0$  магнітний потік дорівнює нулю. Двигуни випускаються з підмагнічуванням або розмагнічуванням основного магнітного потоку  $\Phi_{\text{НОЗ}}$ , який створюється незалежною обмоткою збудження

$$\Phi_{\Sigma} = \Phi_{\text{НОЗ}} \pm \Phi_{\text{ПОЗ}}, \quad (2.70)$$

де “+” – підмагнічування потоку;

“–“ – розмагнічування потоку.

Механічна та електромеханічна характеристики двигуна не мають аналітичного виразу, тому для їх побудови використовуються універсальні характеристики у відносних одиницях  $M^* = f(I^*)$ ,  $\omega^* = f(I^*)$ , які подаються у довідниках для двигунів однієї серії. За їх допомогою та номінальними даними конкретного двигуна розраховуються природні та штучні характеристики згідно розглянутого пункту 2.1.2.4. Механічна характеристика двигуна зі змішаним збудженням на відміну від двигуна з послідовним збудженням перетинає вісь ординат, причому швидкість ідеального холостого ходу

$$\omega_0 = \frac{U}{c\Phi_{\text{ноз}}} \quad (2.71)$$

визначається магнітним потоком тільки незалежної обмотки збудження, рис.2.69.

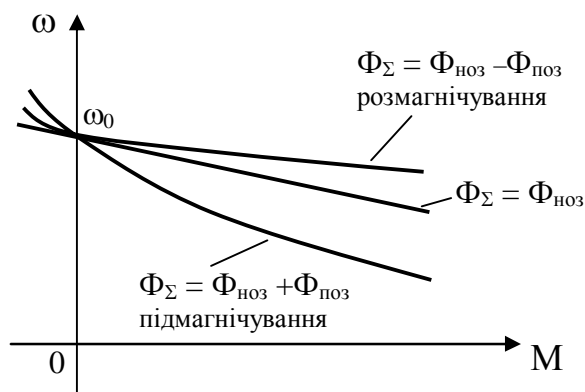


Рис.2.69.

Механічна характеристика двигуна з підмагнічуванням магнітного потоку має меншу жорсткість, ніж із розмагнічуванням.

Для керування швидкості двигуна використовується зміна напруги якоря, струму незалежної обмотки збудження та введення додаткового електричного опору в коло якоря.

Для гальмування застосовується: рекуперативне гальмування, гальмування противмиканням та динамічне гальмування. При рекуперативному та динамічному гальмуванні послідовна обмотка збудження шунтується, тому в цих режимах двигун має прямолінійні механічні характеристики як у двигуна з незалежним збудженням. В режимі ж гальмування противмиканням механічні характеристики мають нелінійний вигляд.

Для зміни напрямку руху двигуна потрібно змінити напрямок струму тільки в обмотці якоря або одночасно в обох обмотках збудження.

## 2.2. Електромеханічні властивості двигунів змінного струму

### 2.2.1. Електромеханічні властивості асинхронного двигуна

Асинхронний двигун (АД) є найпоширенішим двигуном серед усіх типів двигунів. Він має високу надійність, невисокі масу, габарити, вартість. Недоліком двигуна є невеликий пусковий момент, споживання реактивної потужності, складні математичні залежності між його параметрами, тому якісна система керування реалізується за допомогою відносно складних алгоритмів. Переважна більшість АД використовується у нерегульованих електроприводах. Конструктивно двигун складається з нерухомого статора, в пазах якого знаходиться трифазна обмотка статора. Кінці обмотки для комутації виводяться до клемної коробки. Виводи початків обмоток фаз позначаються символами  $C_1, C_2, C_3$ , а кінці -  $C_4, C_5, C_6$ . За допомогою підшипникових щитів усередині статора встановлюється рухомий ротор з обмоткою ротора. В залежності від виду обмотки ротора АД розділяються на найбільш поширені двигуни з короткозамкненим та на менш поширені з фазним ротором, умовне графічне позначення яких відповідно представлено на рис.2.70,а та рис.2.70,б.

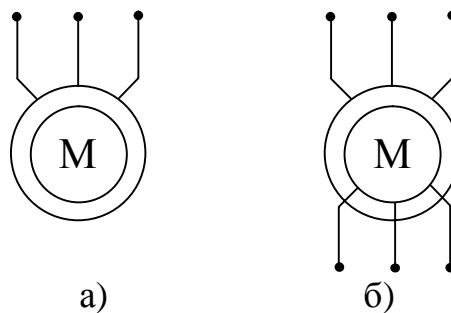


Рис.2.70.

Короткозамкнена обмотка найчастіше виконується у вигляді білячої клітки. Три кінці обмотки фазного ротора за допомогою трьох мідних кілець та трьох електричних щіток виводяться до клемної коробки ротора. Виводи трифазної обмотки статора підключаються до мережі за схемою “зірка” (рис.2.71, а) або “трикутник” (рис.2.71, б) .

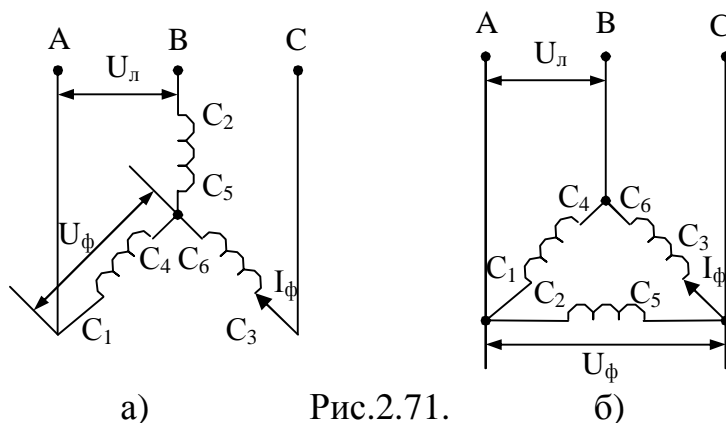


Рис.2.71.

Як видно з рис.2.71 для “зірки” лінійний струм дорівнює фазному  $I_L = I_\phi$ , а лінійна напруга  $U_L = \sqrt{3} U_\phi$ . Відповідно для схеми “трикутник” струм

$I_{\text{л}} = \sqrt{3} I_{\text{ф}}$ , а напруга  $U_{\text{л}} = U_{\text{ф}}$ , тому обмотку за схемою “зірка” можна вмикати на більшу в  $\sqrt{3}$  напругу, чим за “трикутником”, наприклад, на 380 та 220 В відповідно при забезпеченні незмінної потужності двигуна. Випускаються двигуни або тільки з однією схемою увімкнення “зірка” чи “трикутник”, чи двигуни, які дозволяють робити перемикання з однієї схеми на іншу. В останньому випадку комутація здійснюється в клемній коробці за допомогою перемичок між шпильками  $C_1$ - $C_6$ , рис.2.72.

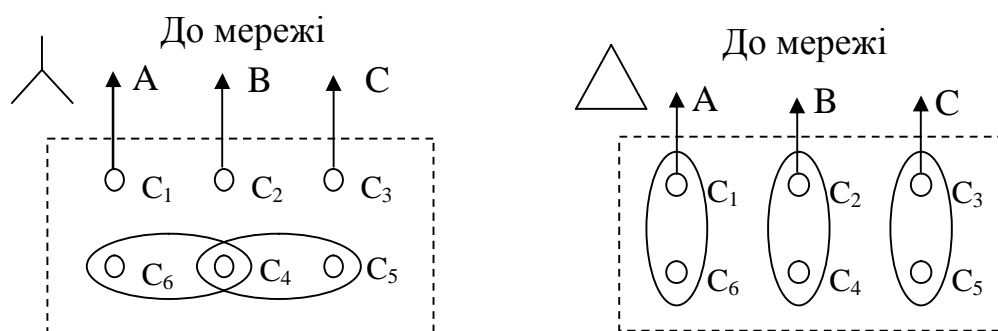


Рис.2.72.

При підключенні обмотки статора до мережі створюється магнітне поле, яке обертається із синхронною швидкістю

$$\omega_c = \frac{2\pi f_1}{p}, [\text{рад/с}] \quad (2.72)$$

маючи синхронну частоту обертання

$$n_c = \frac{60f_1}{p}, [\text{об/хв}] \quad (2.73)$$

де  $f_1$  – частота напруги живлення статора, Гц;  
 $p$  – число пар полюсів двигуна.

Для стандартної мережі з частотою напруги  $f_1=50$  Гц існує відповідний ряд синхронних швидкостей у залежності від числа пар полюсів двигуна, табл.2.1. Тому при проектуванні ЕП та механізму потрібно заздалегідь спиратися на вказаний ряд швидкостей. Із збільшенням числа пар полюсів збільшуються й габарити двигунів.

Таблиця 2.1.

Число пар полюсів	Синхронна частота обертання, об/хв
1	3000

2	1500
3	1000
4	750
5	600

Створене магнітне поле індукує ЕРС взаємоіндукції в обмотці статора  $E_1$  та ротора  $E_{2s}$

$$E_1 = 4,44f_1 \Phi K_{w1} W_1 \quad (2.74)$$

$$E_{2s} = E_2 s \quad (2.75)$$

де  $E_2 = 4,44f_1 \Phi K_{w2} W_2$  – ЕРС нерухомого ротора;  
 $W_1, W_2$  – кількість витків обмоток статора та ротора;  
 $K_{w1}, K_{w2}$  – коефіцієнти намотування обмоток статора та ротора;  
 $s$  – ковзання двигуна.

Під дією ЕРС  $E_{2s}$  в обмотці ротора протікає струм ротора  $I_2$ , який, взаємодіючи з магнітним потоком  $\Phi$ , створює момент двигуна  $M$ . Цей момент обумовлює обертання ротора із швидкістю  $\omega$  відносно швидкості магнітного поля  $\omega_c$  (2.72) та визначає ковзання двигуна

$$s = \frac{\omega_c - \omega}{\omega_c} = \frac{n_c - n}{n_c}. \quad (2.76)$$

В залежності від швидкості двигуна ковзання приймає значення відповідно до табл. 2.2.

Таблиця 2.2.

Швидкість	Ковзання
$\omega = \omega_c$	$s = 0$
$\omega = 0$	$s = 1$
$\omega = -\omega_c$	$s = 2$
$\omega > \omega_c$	$s < 0$
$\omega < 0$	$s > 1$
$\omega = \omega_H$	$s = s_H$

Часто ковзання представляється у відсотках

$$s = \frac{\omega_c - \omega}{\omega_c} 100\% = \frac{n_c - n}{n_c} 100\% .$$

Двигуни звичайного виконання мають номінальне ковзання в межах 1,5-6%. Для металургійних, кранових та інших механізмів випускаються



двигуни з підвищеним ковзанням 8-12%. Так як ковзання однозначно зв'язане із швидкістю формулою (2.76), із якої

$$\omega = \omega_c (1 - s), \quad (2.77)$$

то механічна характеристика АД представляється також залежністю ковзання від моменту  $s=f(M)$ . Згідно до (2.75) ЕРС ротора  $E_{2s}$  залежить від ковзання і при синхронній швидкості двигуна  $\omega=\omega_c$  дорівнює нулю  $E_{2s}=0$ , що є ознакою роботи двигуна в точці ідеального холостого ходу. Частота ЕРС ротора  $E_{2s}$  та струму ротора  $I_2$  також залежить від ковзання

$$f_2 = f_1 s, \quad (2.78)$$

тобто із зменшенням ковзання частота в роторі зменшується і при наближенні швидкості двигуна до синхронної швидкості  $\omega_c$  струм та ЕРС ротора наближаються за формою до постійного струму.

Відношення ЕРС статора до ЕРС нерухомого ротора називається коефіцієнтом трансформації і використовується для приведення параметрів ротора до статора

$$k_e = \frac{E_1}{E_2} = \frac{K_{w1} W_1}{K_{w2} W_2} \approx 0,95 \frac{U_{1лн}}{E_{2н}}, \quad (2.79)$$

де  $U_{1лн}$  – номінальна лінійна напруга статора;  
 $E_{2н}$  – номінальна ЕРС ротора.

На основі Г-подібної схеми заміщення фази двигуна з теорії електричних машин виводиться залежність для моменту двигуна, рис.2.73.

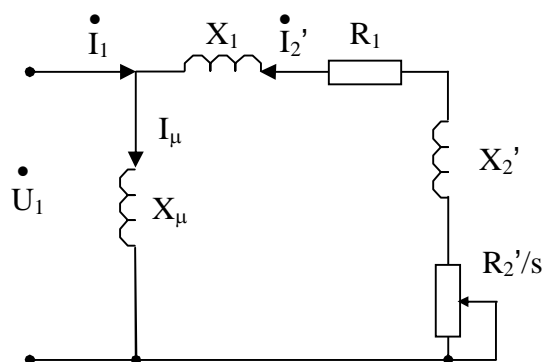


Рис.2.73.

де  $U_1$  – фазна напруга обмотки статора;  
 $I_1$  – струм обмотки статора;  
 $I_2' = I_2 \frac{m_1}{m_2} k_e$  – приведений струм обмотки ротора;

$I_\mu$  – струм намагнічування, який створює магнітний потік  $\Phi$ ;  
 $X_\mu$  – індуктивний опір взаємоіндукції;  
 $R_1, X_1$  – активний та індуктивний опори обмотки статора;  
 $R'_2 = R_2 \frac{m_1}{m_2} k_e^2$  – приведений активний опір обмотки ротора;  
 $X'_2 = X_2 \frac{m_1}{m_2} k_e^2$  – приведений індуктивний опір обмотки ротора;  
 $m_1, m_2$  – кількість фаз обмоток статора та ротора.

Для трифазного двигуна з фазним ротором  $m_1=m_2=3$ , а для двигуна з короткозамкненим ротором  $m_2=Z_2$ ,  $W_2=0,5$ ,  $K_{w2}=1$ . Згідно рис.2.73 струм ротора визначається залежністю

$$I'_2 = \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + R'_2/s)^2 + X_k^2}}, \quad (2.80)$$

де  $X_k = X_1 + X'_2$  – сумарний індуктивний опір.

Активна електромагнітна потужність трифазного АД, яка передається до ротора через повітряний зазор, з однієї сторони дорівнює

$$P_{12} = 3I_2'^2 R'_2 / s = \frac{3U_1^2 R'_2 / s}{(R_1 + R'_2/s)^2 + X_k^2}, \quad (2.81)$$

а з іншої

$$P_{12} = M\omega_c. \quad (2.82)$$

Після порівняння потужностей (2.81) та (2.82) отримується рівняння електромагнітного моменту асинхронного двигуна

$$M = \frac{3U_1^2 R'_2}{\omega_c s [(R_1 + R'_2/s)^2 + X_k^2]}. \quad (2.83)$$

Як видно з (2.83), момент двигуна залежить від квадрата напруги статора, тому АД дуже чутливий до зниження напруги живлення. Вираз для пускового моменту двигуна отримується з (2.83) при ковзанні  $s=1$

$$M_n = \frac{3U_1^2 R'_2}{\omega_c [(R_1 + R'_2)^2 + X_k^2]}. \quad (2.84)$$

Функція (2.83) має точки екстремуму за ковзанням, які знаходяться з рівняння

$$\frac{dM}{ds} = 0.$$

Це критичне ковзання

$$s_{k1,2} = \pm \frac{R_2'}{\sqrt{R_1^2 + X_k^2}}. \quad (2.85)$$

Критичному ковзанню відповідає критичний момент

$$M_{k1,2} = \pm \frac{3U_1^2}{2\omega_c [\pm R_1 + \sqrt{R_1^2 + X_k^2}]}. \quad (2.86)$$

В рівняннях (2.85) та (2.86) знак “–” береться, якщо швидкість двигуна більша за синхронну  $\omega > \omega_c$ .

З урахуванням формул для критичного ковзання та моменту (2.85) та (2.86) рівняння моменту (2.83) перетворюється у формулу Клосса, яка використовується для аналітичної побудови механічних характеристик АД

$$M = \frac{2M_k (1 + s_k \frac{R_1'}{R_2'})}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s} + 2s_k \frac{R_1'}{R_2'}}. \quad (2.87)$$

Двигуни середньої та великої потужності мають значення опору  $R_1$  значно менше, чим інші електричні опори (рис.2.73), тому часто воно нехтується  $R_1=0$  і формули критичного ковзання, моменту та Клосса значно спрощуються

$$s_k \approx \pm \frac{R_2'}{X_k}. \quad (2.88)$$

$$M_k \approx \pm \frac{3U_1^2}{2\omega_c X_k}. \quad (2.89)$$

$$M \approx \frac{2M_k}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s}}. \quad (2.90)$$

З формули (2.90) знаходиться простий вираз для знаходження критичного ковзання двигуна

$$s_k \approx s_H (\lambda_M \pm \sqrt{\lambda_M^2 - 1}) \quad (2.91)$$

де  $\lambda_M = M_k / M_H$  – відношення критичного та номінального моментів.

Як видно з (2.87) чи (2.90), механічна характеристика  $s=f(M)$  при малих ковзаннях  $s \ll s_k$  наближається до прямолінійної залежності

$$M \approx \frac{2M_k s}{s_k}, \quad (2.92)$$

а при великих  $s \gg s_k$  - до гіперболічного характеру

$$M \approx \frac{2M_k s_k}{s}. \quad (2.93)$$

Відповідно до наведеного, механічна характеристика асинхронного двигуна представлена на рис.2.74.

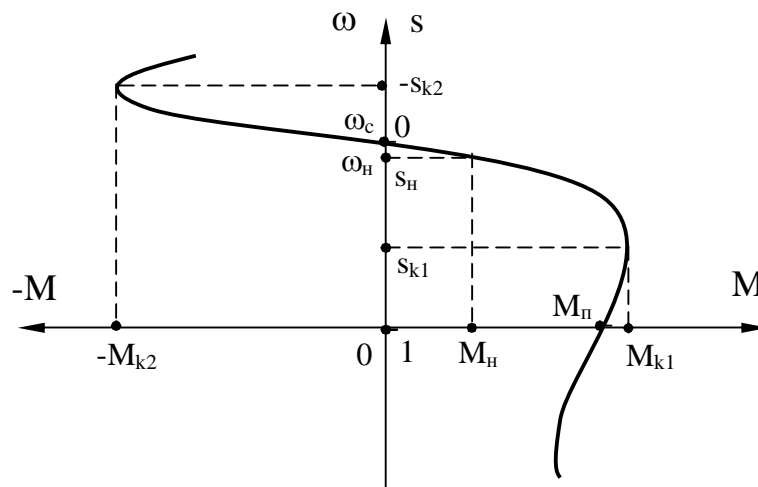


Рис.2.74.

Характерними точками механічної характеристики є:

- 1) Точка ідеального холостого ходу:  $M=0$ ,  $\omega=\omega_c$ ,  $s=0$ ;
- 2) Номінальна точка:  $M=M_H$ ,  $\omega=\omega_H$ ,  $s=s_H$ ;
- 3) Пускова точка (точка короткого замикання):  $M=M_п$ ,  $\omega=0$ ,  $s=1$ ;
- 4) Точка критичного (максимального) моменту:  $M=M_k$ ,  $s=s_k$ .

Робочою ділянкою стійкої роботи двигуна в усталеному режимі є частина механічної характеристики між критичними ковзаннями  $s_{k1}$  та  $s_{k2}$ . Синхронна швидкість поля  $\omega_c$  є швидкістю ідеального холостого ходу

двигуна. Критичний момент  $M_k$  – це максимальний момент двигуна, який визначає його перевантажувальну здатність  $\lambda_m = M_k/M_H = 1,7 \div 3,4$ . Більші значення мають двигуни спеціального виконання, наприклад, для кранових механізмів. Згідно до (2.86) критичний момент у II квадранті більший, ніж у I квадранті  $M_{k2} > M_{k1}$ . Величина пускового моменту  $M_p$  (2.84) залежить від величини активного електричного опору ротора  $R_2$ , тому випускаються двигуни з різною конструкцією короткозамкнених роторів, наприклад, із круглими та глибокими пазами, подвійною кліткою тощо, які забезпечують кратність пускового моменту  $\lambda_p = M_p/M_H = 1 \div 1,8$ . В порівнянні з двигунами постійного струму асинхронні двигуни мають невеликий пусковий момент, що є недоліком. *Природна* механічна характеристика двигуна відповідає його увімкненню на номінальній напругу  $U_1$  і частоту  $f_1$  статора при відсутності додаткових електричних опорів у колі ротора чи статора.

Електромеханічна характеристика двигуна представляється залежностями  $\omega = f(I_1)$ ,  $s = f(I_1)$ , а також  $\omega = f(I'_2)$ ,  $s = f(I'_2)$ , рис.2.75.

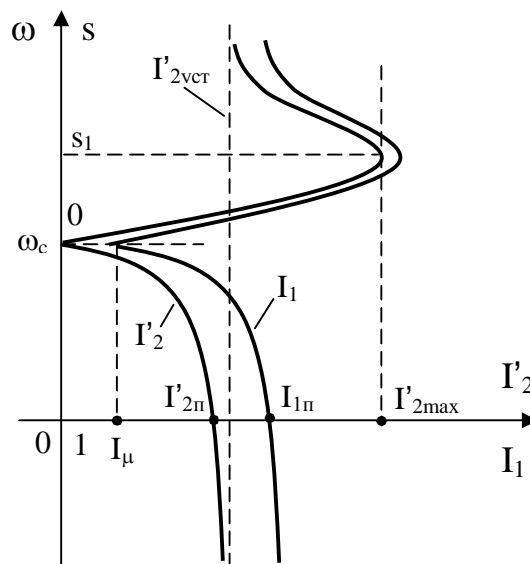


Рис.2.75.

Характеристика  $s = f(I'_2)$  будується на основі формули (2.80). При синхронній швидкості  $\omega_c$  ( $s=0$ ) струм ротора дорівнює нулю, а при  $\omega=0$  ( $s=1$ ) – пусковому  $I'_{2п}$ . Максимальному струмові ротора

$$I'_{2max} = \frac{U_1}{x_k} \quad (2.94)$$

відповідає ковзання

$$s_1 = -\frac{R'_2}{R_1}, \quad (2.95)$$

яке лежить в області від'ємних значень. При збільшенні абсолютних значень ковзання та швидкості струм ротора асимптотично наближається до усталеного значення

$$I'_{2уст} = \frac{U_1}{\sqrt{R_1^2 + X_k^2}}. \quad (2.96)$$

Так як струм статора згідно рис.2.73 дорівнює  $\dot{I}_1 = \dot{I}_\mu - \dot{I}_2'$ , то за формою він повторює струм ротора, але зміщується по осі абсцис на величину струму намагнічування  $I_\mu$ . В точці ідеального холостого ходу  $s=0$  двигун споживає з мережі реактивний струм намагнічування  $I_1=I_\mu$ , який у залежності від типу двигуна може складати 25÷50 % номінального струму статора, що є недоліком двигуна з енергетичної точки зору.

Асинхронний двигун із короткозамкненим ротором характеризується наступними паспортними даними, які знаходяться на його табличці:

- 1)  $P_n$ , кВт – номінальна потужність, це - механічна потужність на валі двигуна, на яку може розраховувати користувач;
- 2)  $U_{1н}$ , В – номінальна лінійна напруга статора;
- 3)  $I_{1н}$ , А – номінальний лінійний струм статора;
- 4)  $n_n$ , об/хв – номінальна частота обертання;
- 5)  $\cos\varphi_n$  – номінальний коефіцієнт потужності;
- 6)  $\eta_n$  – номінальний ККД;
- 7) схема з'єднання обмотки статора (зірка/трикутник).

Для двигуна з фазним ротором додатково вказується:

- 8)  $E_{2н}$ , В – номінальна ЕРС ротора;
- 9)  $I_{2н}$ , А – номінальний струм ротора.

За цими паспортними даними можна знайти:

- 1)  $\omega_n = \frac{\pi n_n}{30}$  - номінальну кутову швидкість, [рад/с];
- 2)  $M_n = \frac{P_n \cdot 10^3}{\omega_n}$  - номінальний механічний момент двигуна, [Нм];
- 3)  $S_{1н} = \sqrt{3} U_{1н} I_{1н}$  - номінальну електричну потужність, яку споживає двигун, [ВА];
- 4)  $P_{1н} = S_{1н} \cos\varphi_n$  - номінальну активну електричну потужність, яку споживає двигун, [Вт];
- 5)  $R_n = \frac{E_{2н}}{\sqrt{3} I_{2н}}$  - номінальний електричний опір двигуна, [Ом];
- 6)  $\eta_n = \frac{P_n}{P_{1н}}$  - номінальний ККД, якщо його не вказано;
- 7)  $s_n = \frac{\omega_c - \omega_n}{\omega_c} = \frac{n_c - n_n}{n_c}$  - номінальне ковзання;
- 8)  $R_p = s_n R_n$  - активний електричний опір обмотки ротора.

2.2.1.1. Способи керування швидкістю асинхронного двигуна та штучні механічні характеристики

Для зміни моменту двигуна згідно до формули (2.83) і відповідно для керування швидкістю існують наступні способи:

- 1) Зміна напруги статора  $U_1$ ;
- 2) Зміна частоти напруги статора  $f_1$ , в тому числі одночасно зі зміною напруги статора  $U_1$ ;
- 3) Зміна активного електричного опору кола ротора  $R'_2$  (тільки для двигунів із фазним ротором);
- 4) Зміна числа пар полюсів  $p$  (тільки для спеціальних полюсоперемикаємих двигунів);
- 5) Використання енергії ковзання за допомогою спеціальних каскадних схем (тільки для двигунів із фазним ротором);
- 6) Подвійне живлення двигуна (тільки для двигунів із фазним ротором);
- 7) Зміна електричного опору кола статора  $R_1$  (тільки для двигунів із короткозамкненим ротором).

1) Керування швидкістю за рахунок зміни *напруги статора*.

Для реалізації способу керування двигун живиться від силового регулятора напруги (РН), який виготовляється на основі транзисторів чи тиристорів, рис.2.76.

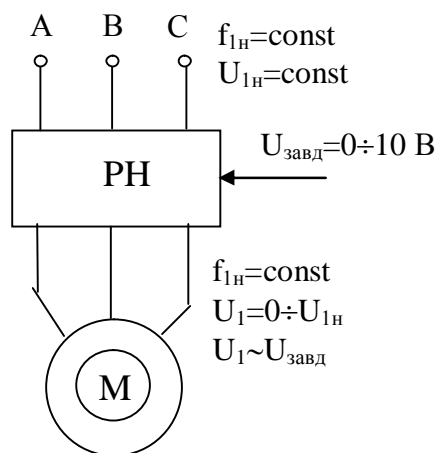


Рис.2.76.

Напруга статора врівноважується ЕРС статора та падінням напруги в колі статора

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 \dot{z}_1. \quad (2.97)$$

Якщо знехтувати незначним значенням падіння напруги в статорі, то згідно до (2.97) приблизно можна прийняти

$$U_1 \approx E_1. \quad (2.98)$$

З формули (2.74) знаходиться магнітний потік двигуна

$$\Phi = \frac{E_1}{4,44f_1 W_1 K_{w1}} \approx \frac{U_1}{4,44f_1 W_1 K_{w1}}. \quad (2.99)$$

Як видно з (2.99), для запобігання насичення магнітної системи двигуна напругу статора можна тільки зменшувати відносно номінальної  $U_{1н}$ , бо номінальний магнітний потік  $\Phi_n$  лежить близько до потоку насичення  $\Phi_{нас}$  рис.2.77.

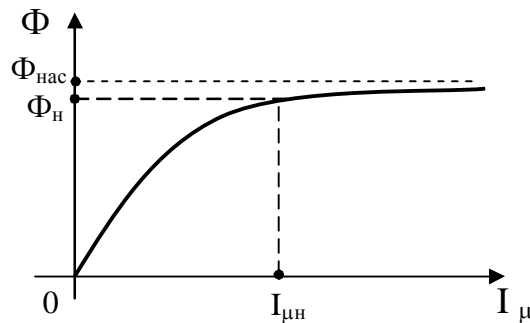


Рис.2.77.

Струм намагнічування  $I_\mu$  відповідно до схеми заміщення на рис.2.73 пропорційно залежить від напруги статора  $U_1$ . Зниження напруги статора не впливає на швидкість ідеального холостого ходу  $\omega_c$  (2.72) та на критичне ковзання  $S_k$  (2.85), а тільки зменшує пропорційно квадрата напруги критичний момент  $M_k$  (2.86), тому всі штучні характеристики проходять через одну точку  $\omega_c$  та мають однакове критичне ковзання  $S_k$ , рис.2.78. Перевагою даного способу керування є можливість плавної зміни швидкості. Недоліком є суттєве зменшення перевантажувальної здатності двигуна пропорційно квадрата напруги та зниження жорсткості механічної характеристики, тобто збільшення ковзання двигуна. Це призводить до підвищення втрат у колі ротора пропорційно ковзанню

$$\Delta P_2 = P_1 - P_2 = M\omega_0 - M\omega = M\omega_0 s = P_1 s, \quad (2.100)$$

тому цей спосіб використовується при невеликому діапазоні керування швидкості в межах 2-4, а також для запуску механізмів та короточасному зниженню швидкості.

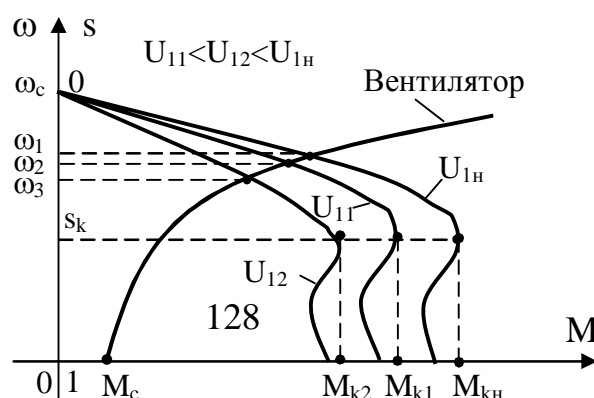




Рис.2.78.

Спосіб якнайкраще підходить для струминних механізмів (вентиляторів, насосів тощо), момент опору яких залежить від квадрата швидкості. Розширення діапазону керування до 5-10 та підвищення жорсткості характеристик здійснюється за рахунок замкненої системи керування зі зворотним зв'язком за швидкістю.

2) Керування швидкістю за рахунок зміни *частоти* та *амплітуди* напруги живлення.

В цьому випадку обмотка статора двигуна живиться від силового перетворювача частоти, який реалізується на транзисторах чи тиристорах, рис.2.78. Якщо керування швидкістю здійснюється *тільки* зміною частоти  $f_1$ , то її згідно до (2.99) можна тільки збільшувати відносно номінальної  $f_{1H}$  для запобігання насичення магнітного кола двигуна.

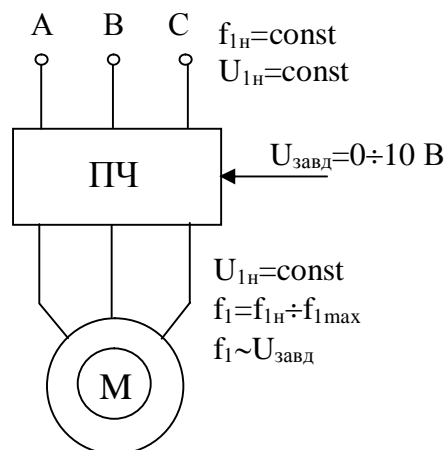


Рис.2.79.

Збільшення частоти призводить до пропорційного збільшення синхронної швидкості  $\omega_c$  (2.72) та до зменшення пропорційно квадрата частоти критичного моменту  $M_k$  (2.86), так як і синхронна швидкість і індуктивний опір обмоток статора та ротора залежать від частоти

$$\begin{aligned} X_1 &= 2\pi f_1 L_1 \\ X'_2 &= 2\pi f_1 s L'_2 \end{aligned} \quad (2.101)$$

Жорсткість механічних характеристик на робочій ділянці не змінюється, бо пропорційному збільшенню синхронної швидкості відповідає

пропорційне зменшення критичного ковзання (2.85). Сімейство штучних механічних характеристик представлено на рис.2.80.

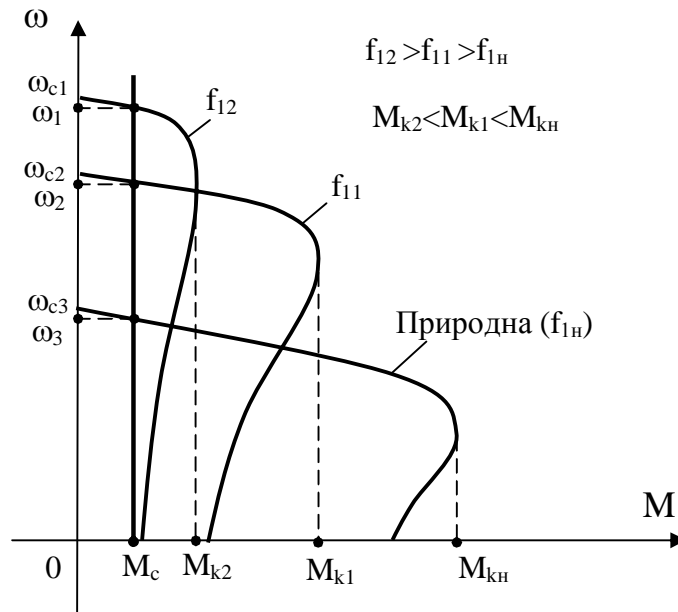


Рис.2.80.

Робочі точки визначаються перетином механічних характеристик двигуна та механізму, який створює статичний момент  $M_c$ . Перевагою способу є плавна зміна швидкості при незмінній жорсткості характеристик. Недолік полягає в зменшенні перевантажувальної здатності двигуна та можливості керування швидкістю тільки вище номінальної.

Якщо знехтувати активним електричним опором статора  $R_1$ , то критичний момент двигуна (2.89) стає залежним у квадраті від напруги та частоти статора

$$M_k = K \frac{U_1^2}{f_1^2}, \quad (2.102)$$

де  $K$  – коефіцієнт пропорційності.

Звідсіля випливає основний закон частотного керування швидкістю асинхронного двигуна, який ще називається законом Костенка

$$\frac{U_1}{f_1} = \frac{U_{1н}}{f_{1н}} = \text{const}. \quad (2.103)$$

Згідно до нього частота змінюється пропорційно зміні напруги. Це забезпечує незмінне значення критичного моменту (2.102) та незмінний номінальний магнітний потік (2.99) при широкому діапазоні керування швидкістю від нуля і до максимальної. Найчастіше в якості максимальної виступає номінальна швидкість, якій відповідає номінальна напруга

статора. Підвищення напруги вище номінальної обмежується електричною стійкістю ізоляції обмотки. Сімейство штучних механічних характеристик, які мають паралельні робочі ділянки, представлено на рис.2.81.

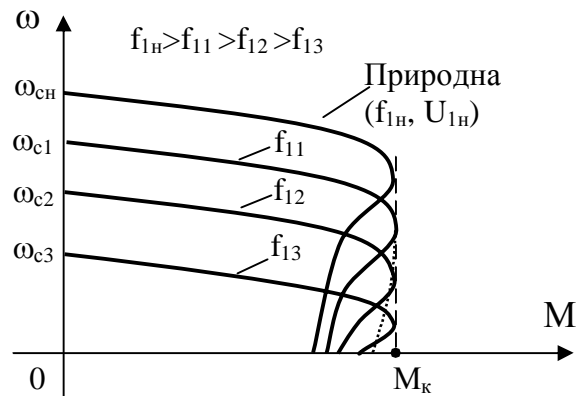


Рис.2.81.

При низьких швидкостях падіння напруги в колі статора, яке нехтується при виводі закону керування, стає співрозмірним із напругою живлення статора, що призводить до зменшення критичного моменту (крива лінія з точок на рис.2.81). Для виправлення недоліку на низьких швидкостях напругу потрібно зменшувати в меншій мірі, чим за законом (2.103) або за допомогою замкненої системи керування підтримувати незмінним співвідношення ЕРС статора до частоти, щоб згідно (2.99) не змінювався магнітний потік. Крім того, при пуску двигуна, тобто при частоті близької до нульової, потрібне початкове значення напруги  $U_{10}$  для створення магнітного потоку і відповідно моменту двигуна. Для цього пуск починається з початкової частоти  $f_{10}=3-5$  Гц та відповідного значення напруги або пропорція (2.103) дещо порушується, рис.2.82. В останньому випадку значення  $U_{10}$  може встановлюватися вручну чи автоматично, в тому числі з урахуванням величини динамічного моменту для створення заданого прискорення ЕП.

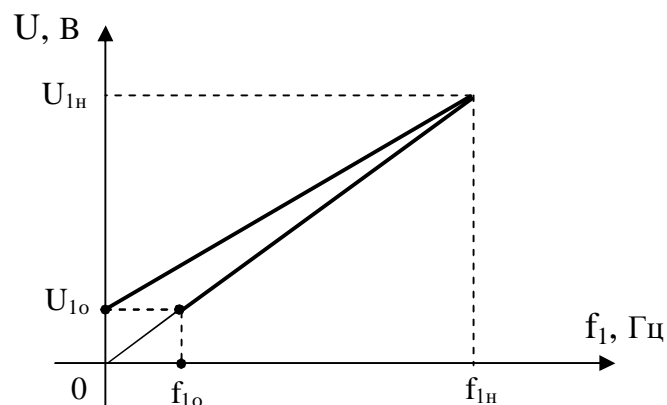


Рис.2.82.

Для реалізації способу керування (2.103) найчастіше використовуються перетворювачі частоти з ланкою постійного струму, які складаються з керованого випрямляча (КВ), фільтра (Ф), автономного інвертора (АІ) та систем керування випрямлячем (СКВ), інвертором (СКІ) і електроприводом у цілому (СК), рис.2.83. Величина напруги статора  $U_1$  змінюється КВ, а частоти  $f_1$  – АІ. Для невеликих потужностей замість керованого випрямляча використовується некерований, а за допомогою АІ із системою широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) одночасно регулюється і напруга й частота. АІ може бути джерелом *напруги* чи *струму* і в залежності від цього існують різні види замкнених систем керування швидкістю асинхронного двигуна.

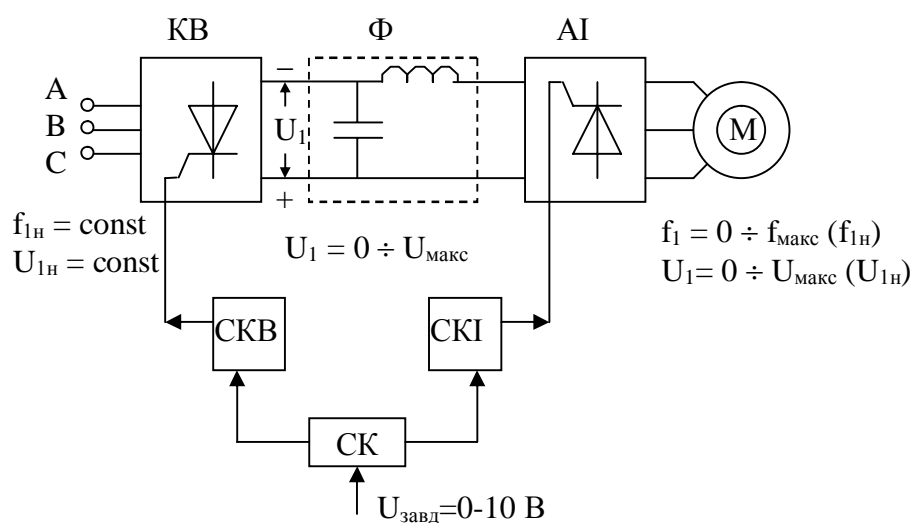


Рис.2.83.

Цей спосіб частотного керування швидкості асинхронного двигуна є *основним*. Його перевагою є плавна зміна швидкості від нуля і до максимальної (номінальної) при незмінній жорсткості механічних характеристик та перевантажувальної здатності двигуна. Діапазон керування складає 5-10 для розімкнутих систем та 1000 і більше для замкнених. Він називається “керування в першій зоні з постійним моментом двигуна”. Недолік полягає у відносній складності та підвищеній вартості перетворювача частоти.

Для струминних механізмів (вентилятори, насоси тощо), статичний момент яких пропорційний квадрату швидкості  $M_c \cong \omega^2$ , найбільш економічним є закон керування

$$\frac{U_1}{f_1^2} = \frac{U_{1н}}{f_{1н}^2} = \text{const}, \quad (2.104)$$

при якому критичний момент двигуна зменшується пропорційно квадрата швидкості  $M_k \cong \omega^2$ , відтворюючи характер статичного моменту та зменшуючи магнітний потік і споживання реактивної енергії, рис.2.84.

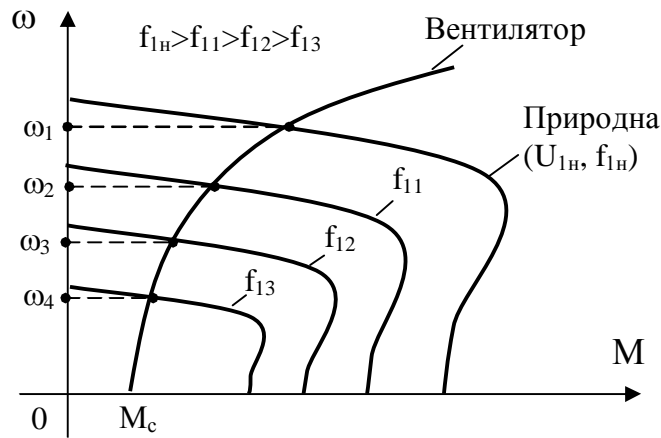


Рис.2.84.

Для керування швидкістю із забезпеченням повної потужності двигуна, але з послабленням магнітного потоку і відповідно зменшенням критичного моменту двигуна застосовується закон керування

$$\frac{U_1}{\sqrt{f_1}} = \frac{U_{1n}}{\sqrt{f_{1n}}} = \text{const.} \quad (2.105)$$

При цьому момент двигуна (2.89) змінюється обернено пропорційно, а синхронна швидкість (2.72) пропорційно частоті, тому потужність (2.82), як їх добуток залишається незмінною. Сімейство штучних механічних характеристик показано на рис.2.85. Напруга вище номінальної не піднімається і при подальшому збільшенні частоти вона залишається незмінною.

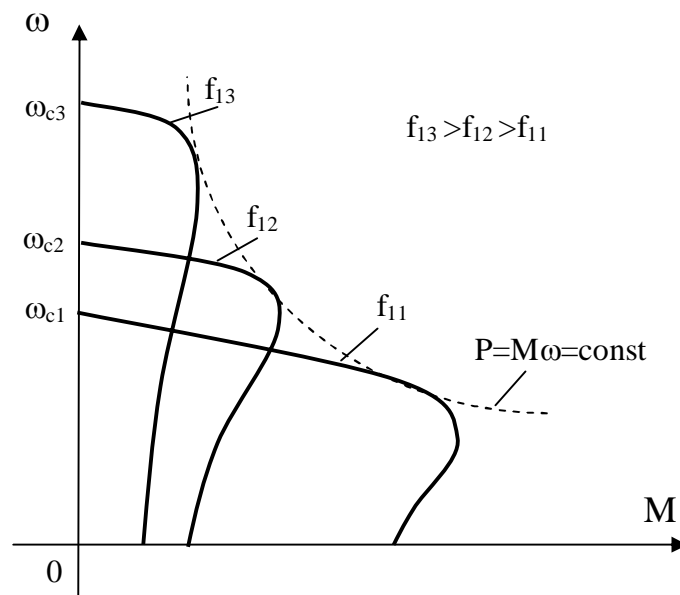


Рис.2.85.

Розглянуті частотні способи керування швидкістю асинхронного двигуна є найбільш поширеними. Розвиток елементної бази силової промелектроніки та впровадження мікропроцесорних систем керування електроприводом суттєво зменшили вартість та габарити перетворювачів частоти, а також забезпечили високу якість керування, що обумовлює заміну нерегульованих асинхронних ЕП на регульовані та витіснення з окремих галузей ЕП постійного струму.

3) Керування швидкості за рахунок увімкнення *додаткового електричного резистора* в коло ротора.

Для керування швидкості використовуються двигуни з фазним ротором, в коло ротора яких підключається трифазний реостат. Електричний опір реостата  $R_d$  за умовами комутації змінюється ступінчато шляхом закорочування секцій силовими контактами, рис.2.86.

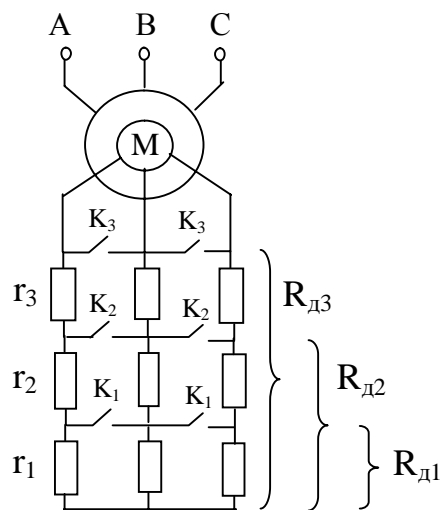


Рис.2.86

Сумарний приведений активний електричний опір кола ротора дорівнює

$$R'_2 = R'_p + R'_d.$$

Синхронна швидкість  $\omega_c$  (2.72) та критичний момент  $M_k$  (2.86) не залежать від  $R'_2$ , тому всі штучні механічні характеристики проходять через одну точку ідеального холостого ходу. Критичне ковзання  $s_k$  (2.85) збільшується із збільшенням  $R'_2$ , що призводить до зменшення жорсткості штучних характеристик, рис.2.87.

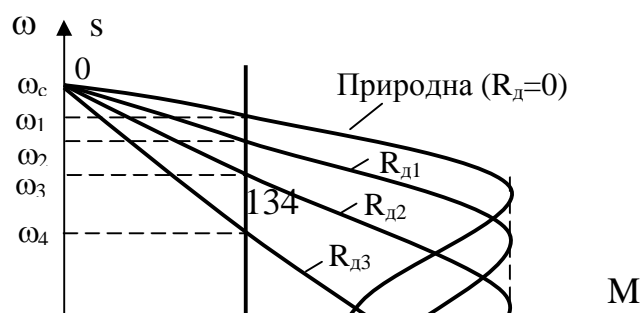


Рис.2.87.

На основі відношення критичних ковзань на штучній та природній характеристиках знаходиться критичне ковзання на штучній характеристиці

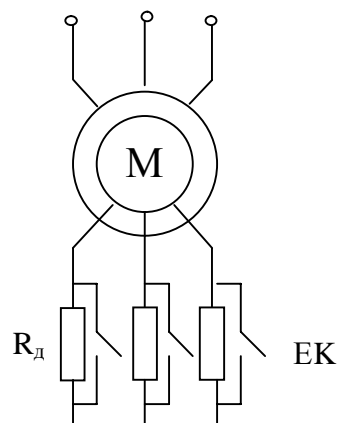
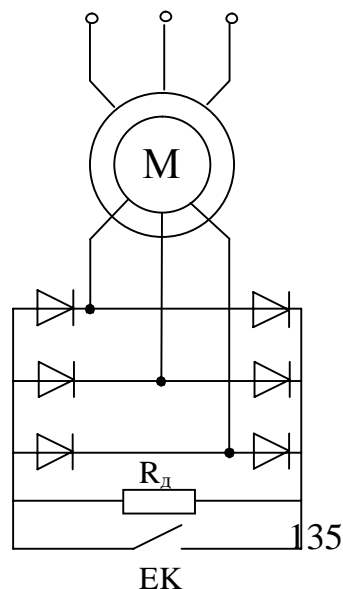
$$s_{кш} = s_{кп} \frac{R_p + R_d}{R_p} \quad (2.106)$$

чи величина додаткового опору, яка забезпечує потрібне критичне ковзання

$$R_d = R_p \left( \frac{s_{кш}}{s_{кп}} - 1 \right). \quad (2.107)$$

Формула (2.107) справедлива також для відношення ковзань при будь-якому статичному моменту.

Перевагою способу є простота його реалізації та підвищення пускового моменту двигуна, який приймає максимальне значення при критичному ковзанні  $s_k = 1$ . Недоліки полягають у керуванні швидкістю спупінчато, зменшенні жорсткості механічних характеристик, що призводить до різкого збільшення втрат у колі ротора пропорційно ковзанню (2.100) та до чутливості зміни навантаження. Це обмежує діапазон керування на рівні 1,5-2 для незмінного статичного моменту та 3-5 для моменту вентиляторного типу.



а) б)

Рис.2.88.

Увімкнення додаткового резистора в коло ротора застосовується при керуванні швидкістю двигуна за рахунок зміни напруги статора для збільшення пускового моменту. Використовуються також схеми з імпульсним регулюванням еквівалентного опору в колі ротора за допомогою широтно-імпульсної модуляції електронних ключів ЕК на тиристорах чи транзисторах, рис.2.88, а та б. Керування здійснюється зміною шпаруватості імпульсів у межах  $\gamma=0-1$ . Це дозволяє плавно змінювати швидкість, рис.2.89, проте додатковим недоліком є погіршення енергетичних показників ЕП через несинусоїдальність струмів двигуна.

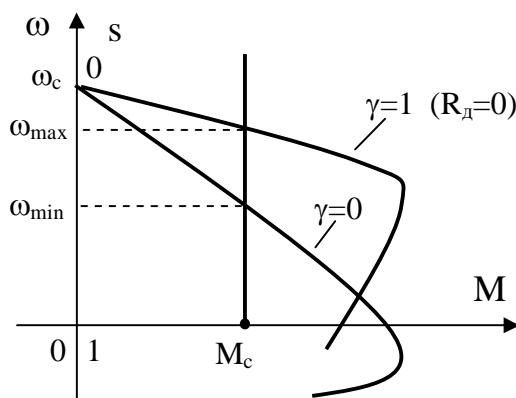
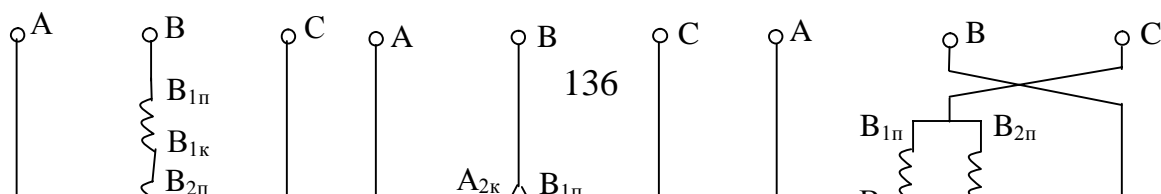


Рис.2.89.

#### 4) Керування швидкості за рахунок зміни числа пар полюсів.

Для зміни швидкості застосовуються спеціальні асинхронні двигуни з короткозамкненим ротором, які дозволяють змінювати число пар полюсів  $p$  шляхом перемикання обмотки статора. Чим менше число пар полюсів, тим вища синхронна швидкість  $\omega_c$  (2.72). Так як число пар полюсів може бути тільки цілим: 1, 2, 3 і т.д., то швидкість змінюється ступінчато. Максимальна частота обертання, на яку випускаються двигуни широкого призначення, становить 3000 об/хв, а мінімальна – 500 об/хв. Найбільш поширені двошвидкісні двигуни, які мають одну обмотку статора розділену на дві частини. Виводи кожної частини позначені, як початок та кінець, наприклад,  $A_{1п}$  та  $A_{1к}$ . Серед багатьох схем з'єднання обмоток найчастіше використовуються схеми “зірка”, “трикутник” та “подвійна зірка”, рис.2.92, а,б,в.





а)

б)

в)

Рис.2.92.

Схема “подвійна зірка” забезпечує вдвічі менше пар полюсів, тому перемикавання з неї здійснюється на схеми “зірка” чи “трикутник”.

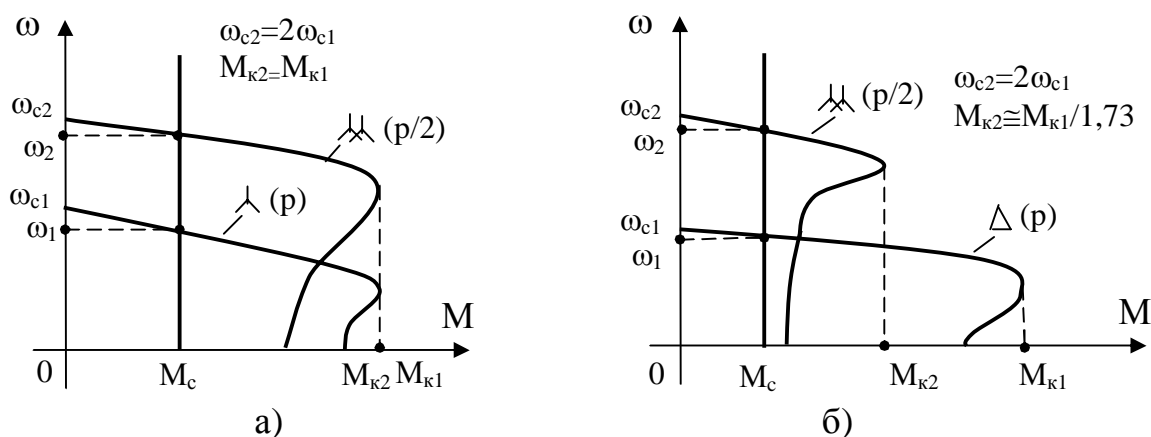


Рис.2.93.

В першому випадку критичні моменти рівні, тому схема переключення “зірка/подвійна зірка” називається схемою з постійним моментом, рис.2.93,а. В другому випадку критичні моменти відрізняються майже вдвічі в 1,73 раза, тому схема “трикутник/подвійна зірка” називається схемою з постійною потужністю, рис.2.93,б. Для збереження напрямку обертання двигуна необхідно при перемиканні на “подвійну зірку” поміняти місцями будь-які два виводи обмотки статора.

Крім двошвидкісних застосовуються також три- та чотиришвидкісні двигуни. Тришвидкісні двигуни мають дві обмотки статора, одна з них постійно увімкнена у мережу, а друга перемикається, як у розглянутих двошвидкісних.

Перевагою способу є простота реалізації, незмінна та висока жорсткість механічних характеристик, висока економічність та надійність. Недоліком є зміна швидкості тільки ступінчато та невеликий діапазон керування швидкістю 2-6, який визначається кількістю перемикаємих полюсів. Двигуни мають підвищені габарити та вартість. Завдяки своїм

перевагам двигуни застосовуються в ЕП вентиляторів, насосів, елеваторів, ліфтів, верстатів, в цементній та нафтовій галузях.

##### 5) Каскадні схеми керування швидкістю двигуна.

В роторі двигуна виділяються втрати, які можна використати для керування швидкістю. Втрати пропорційні ковзанню (2.100)  $\Delta P_2 = P_1 s$  і в потужних двигунах, для яких застосовується цей спосіб, досягають значних величин. Керування швидкістю здійснюється введенням у коло ротора додаткової ЕРС, тому для реалізації способу керування застосовуються двигуни з фазним ротором. В залежності від використання енергії ковзання розрізняються електричні та електромеханічні каскадні електроприводи. В електричних каскадах енергія ковзання повертається в мережу, а в електромеханічних на вал асинхронного двигуна. За типом пристроїв перетворення енергії ковзання каскади розділяються на електромашинні, вентильно-машинні та вентильні. Електромашинні каскади в теперішній час не використовуються. Функціональна схема вентильно-машинного електромеханічного каскаду представлена на рис.2.94. Каскад складається з основного асинхронного двигуна  $M_1$ , обмотку статора якого увімкнено у мережу. В колі ротора знаходиться трифазний діодний міст ДМ, послідовно увімкнений з обмоткою якоря двигуна постійного струму з незалежним збудженням  $M_2$ . Керування швидкістю здійснюється зміною ЕРС двигуна постійного струму шляхом зміни його струму збудження  $I_3$ . Обидва двигуни зв'язані механічним валом, тому електромагнітний момент каскаду дорівнює сумі їх моментів

$$M = M_{m1} + M_{m2} = \frac{(E_{d0} - 6X_d I_d / 2\pi) I_d}{\omega_0} + c\Phi I_d, \quad (2.108)$$

де  $E_{d0}$  – ЕРС діодного мосту при ковзанні  $s=1$ ;  
 $I_d$  – випрямлений струм у колі ротора;  
 $X_d$  – приведений до ротора індуктивний опір фази двигуна.

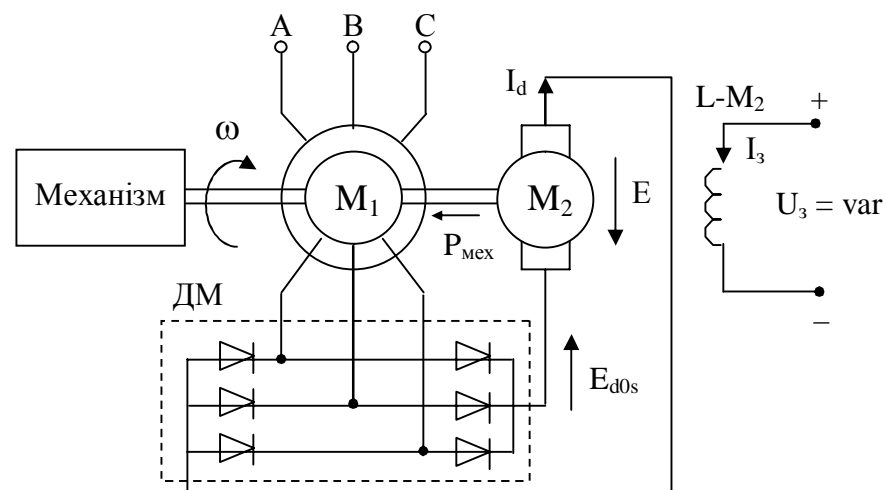


Рис.2.94.

Рівняння Кірхгофа для кола ротора має вигляд

$$E_{d0}s = E + I_d R + 2\Delta U, \quad (2.109)$$

$$\text{де } E = c\Phi\omega = c\Phi\omega_0(1-s) - \text{ЕРС двигуна } M_2; \quad (2.110)$$

$R$  – активний опір кола ротора;

$2\Delta U$  – падіння напруги на вентилях ДМ.

Після підстановки у (2.108) значення струму з (2.109) з урахуванням ЕРС (2.110) знаходиться остаточне рівняння моменту каскаду

$$M = \frac{(E_{d0} + c\Phi\omega_0)^2}{\omega_0} \cdot \frac{(s - s_0)}{R}, \quad (2.111)$$

де  $s_0$  – ковзання каскаду при  $I_d=0$ .

Згідно до (2.111) момент каскаду збільшується із збільшенням магнітного потоку  $\Phi$ , а швидкість зменшується, рис.2.95. В області невеликих навантажень може виникнути режим переривистих струмів, що зумовлює підйом механічних характеристик. При відсутності струму збудження  $I_3$  механічна характеристика каскаду наближається до природної характеристики асинхронного двигуна, проте зі збільшеним електричним опором кола ротора на величину опору якоря ДПС та внутрішнього опору діодного мосту. Двигун постійного струму повертає на вал механічну потужність  $P_{\text{мех}}$ , яка дорівнює майже всій потужності ковзання  $\Delta P_2 = P_1 s$  (2.100) за винятком втрат в роторі, діодному мості та двигуні постійного струму. Асинхронний же двигун створює на валі потужність

$$P_2 = P_1(1-s) = P_1 - P_1 s, \quad (2.112)$$

яка з урахуванням поверненої потужності залишається незмінною, якщо знехтувати втратами. Таким чином, сумарна потужність підтримується незмінною незалежно від ковзання, тому вентиляно-машинний електромеханічний каскад називається каскадом із постійною потужністю.

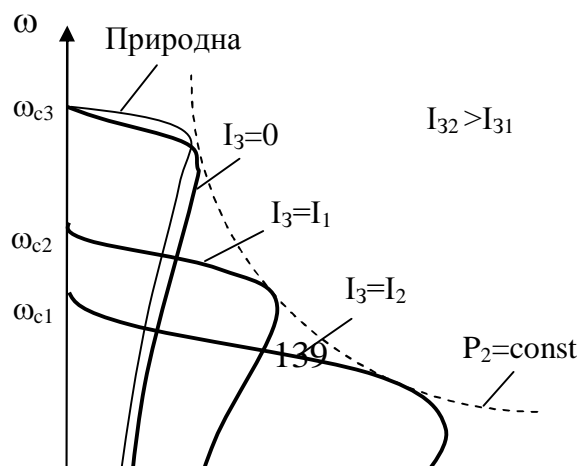


Рис.2.95.

Перевагою цього каскаду є висока економічність при ККД 0,82-0,85 й коефіцієнті потужності 0,75-0,8, висока плавність керування та жорсткість характеристик, яка поступається тільки частотному керуванню. Недолік полягає у великій установленій потужності двигуна постійного струму, яка залежить від діапазону керування швидкістю

$$P_{M2} = P_{M1} \frac{s}{1-s}. \quad (2.113)$$

Так при ковзанні  $s=0,5$  потужність ДПС дорівнює потужності АД, тобто ДПС може самостійно здійснити привод механізму, тому практичний діапазон керування швидкістю не перевершує 2.

У вентильно-машинних електричних каскадах ДПС не зв'язаний з АД, а приводить у рух синхронний генератор, який повертає електричну енергію у мережу. Каскад забезпечує штучні механічні характеристики з постійним моментом та незмінною високою жорсткістю характеристик, яка поступається тільки характеристикам при частотному керуванні швидкості. ККД складає 0,82-0,85, а коефіцієнт потужності 0,7-0,75 й може бути збільшений шляхом перезбудження синхронного генератора. З розвитком напівпровідникової техніки машинні елементи каскаду замінилися на електронні. Найпоширенішою є схема асинхронно-вентильного електричного каскаду (АВК), рис.2.96.

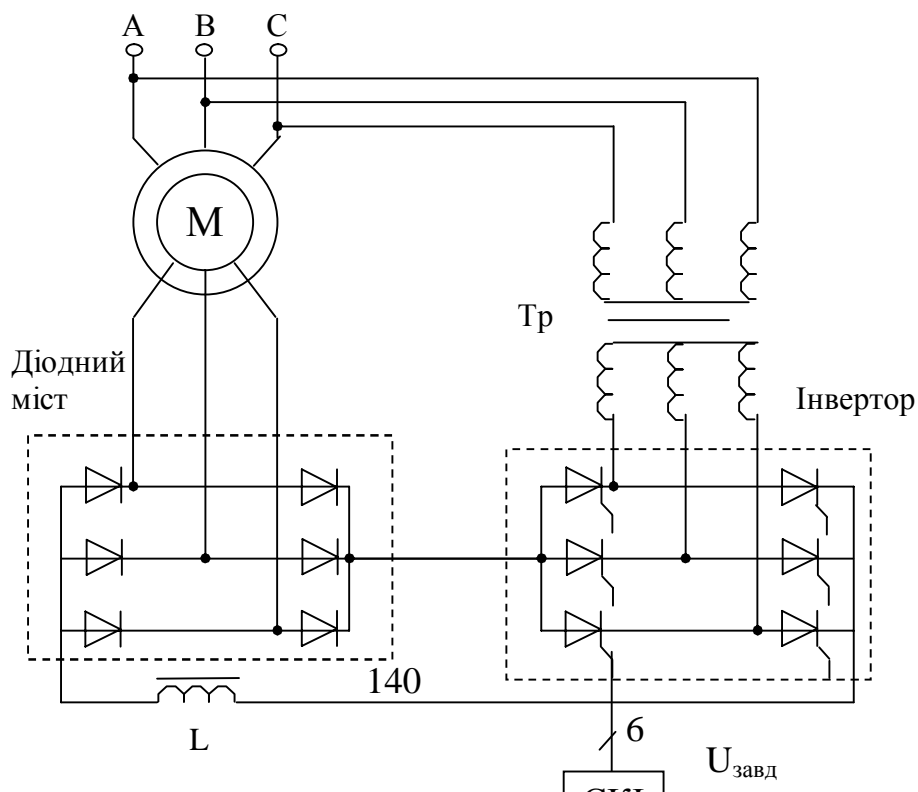


Рис.2.96.

Послідовно з діодним мостом увімкнено інвертор, який через узгоджувальний трансформатор підключено до мережі. Інвертор створює ЕРС, за допомогою якої здійснюється керування швидкістю двигуна, та повертає енергію ковзання у мережу. Задана швидкість встановлюється сигналом завдання  $U_{завд}$  системи керування інвертором (СКИ). Механічні характеристики АВК приведено на рис.2.97.

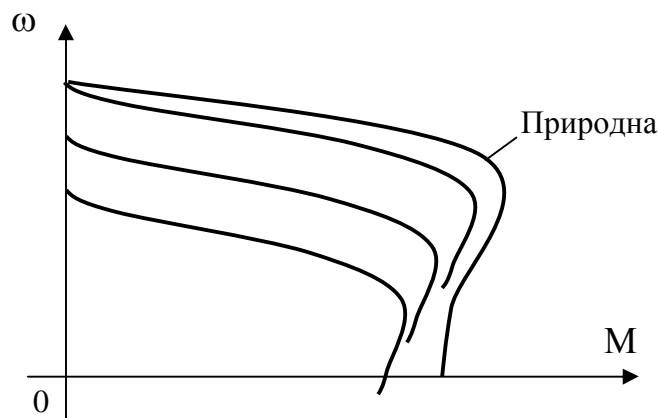


Рис.2.97.

Керування швидкістю здійснюється при постійному моменті, проте при зменшенні швидкості перевантажувальна здатність двигуна дещо зменшується на 10-15%. ККД цього каскаду більший, ніж у вентиляно-машинних каскадах й складає 0,82-0,9, проте коефіцієнт потужності значно менший. Установлена потужність при діапазоні керування швидкістю рівному 2 складає 250%, із них 100% - АД і по 50% - діодний міст, інвертор, трансформатор. Розглянуті каскадні схеми забезпечують однозонне керування вниз від номінальної швидкості.

#### б) Керування швидкістю *подвійним живленням* двигуна.

Достатньо ефективні закони керування швидкістю можна отримати у двигуні подвійного живлення (ДПЖ), який також відноситься до каскадних систем електропривода. На відміну від розглянутих схем, ДПЖ дозволяє змінювати напрямок потоку енергії у колі ротора, тобто не тільки перетворювати енергію ковзання від ротора, а й направляти в ротор додаткову електричну енергію. Це забезпечує двозонне керування швидкістю, тобто як нижче так і вище номінальної. Для реалізації способу в коло ротора двигуна підключається перетворювач частоти, рис.2.98.

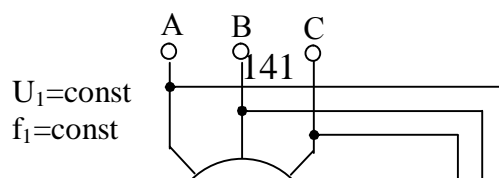


Рис.2.98.

Проте основний недолік каскадних схем залишається, а саме, збільшення потужності перетворювача пропорційно діапазону керування швидкістю. При широкому діапазоні керування, коли потужності перетворювача й двигуна зрівнюються, раціональніше застосовувати розглянуте частотне керування швидкістю, яке забезпечує кращу якість керування з використанням більш простішого двигуна з короткозамкненим ротором.

В усталеному режимі роботи швидкість двигуна визначається синхронними швидкостями магнітних полів статора та ротора

$$\omega = \omega_{c1} \pm \omega_{c2} = \frac{2\pi f_1}{p} \pm \frac{2\pi f_2}{p} = \frac{2\pi}{p}(f_1 \pm f_2), \quad (2.114)$$

де “-” – відповідає обертанню полів в одному напрямку;  
“+” – відповідає обертанню полів у протилежних напрямках.

Зміна напрямку обертання полів здійснюється зміною чергування фаз напруги живлення ротора. Згідно (2.114) можливі два способи керування швидкістю при незмінних напрузі  $U_1$  та частоті  $f_1$  статора:

- 1) Незалежне завдання частоти ротора  $f_2$ ;
- 2) Незалежне завдання безпосередньо швидкості  $\omega$ .

1) В *першому випадку* величина швидкості двигуна визначається частотою ротора  $f_2$  і залишається незмінною

$$\omega = \omega_{c1} \pm \omega_{c2} = \frac{2\pi}{p}(f_1 \pm f_2) = \text{const},$$

як і ковзання на конкретній характеристиці  $s=s_0=\text{const}$ , тобто швидкість двигуна не залежить від навантаження, тому механічні характеристики

абсолютно жорсткі. Такий режим роботи МПЖ називається синхронним режимом. Момент двигуна при цьому складається з асинхронного (2.83) та синхронного моментів при нехтуванні електричним опором ротора  $R_1$

$$M = M_{AM} + M_{CM} = \frac{3U_1^2 R_2'}{\omega_{c1} s_0 [(R_2'/s_0)^2 + X_k^2]} + \frac{L_{12}}{L_1} \frac{3U_1 U_2' \sin \Theta}{\omega_{c1} \sqrt{R_2'^2 + X_k^2} s_0^2}, \quad (2.115)$$

де  $L_1$  – індуктивність обмотки статора;

$L_{12}$  – взаємоддуктивність обмоток статора та ротора;

$\Theta$  – кут зсуву між осями полів статора та ротора.

Таким чином при незмінній напрузі ротора  $U_2$  результуючий момент двигуна залежить від синхронного ковзання  $s_0$

$$M = M_{AM}(s_0) + M_{CMmax}(s_0) \sin \Theta. \quad (2.116)$$

Найбільше значення моменту двигуна  $M_{max}$  відповідає кутам  $\Theta = \pm 90^\circ$ . Асинхронний момент, найбільший синхронний момент та максимальний момент двигуна показані пунктирними лініями на штучних механічних характеристиках, рис.2.99. Так як асинхронний момент змінює знак при зміні знаку  $s_0$ , то перевантажувальна здатність двигуна в першій зоні керування (підсинхронні швидкості) суттєво відрізняється від другої зони (надсинхронні швидкості).

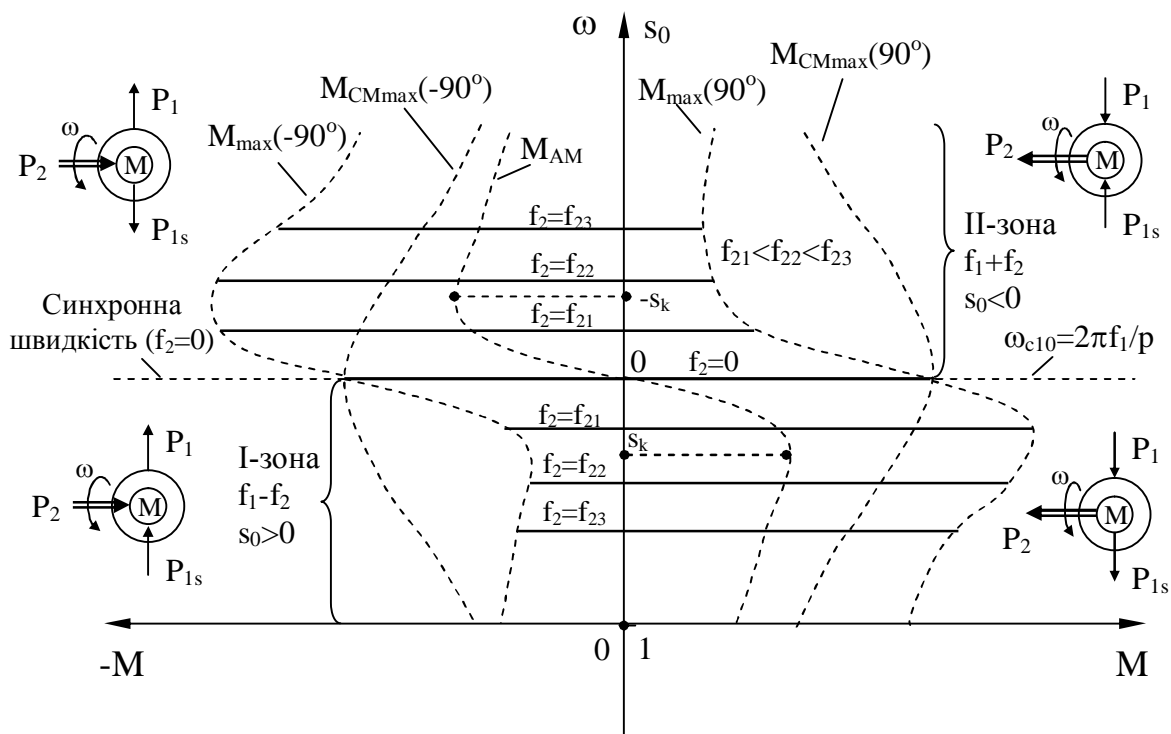


Рис.2.99.

Напрямки потоків механічної енергії на валі  $P_2$ , енергії ковзання в роторі  $P_{1s}$  та енергії статора  $P_1$  представлено на рис.2.99 для роботи в рушійному режимі й режимі рекуперативного гальмування зі швидкостями в першій та другій зонах. Для їх забезпечення перетворювач частоти повинен мати двосторонню провідність та безконтактну зміну чергування фаз. При раціональному для МПЖ діапазоні керування швидкістю 2-3 частоту ротора необхідно змінювати в межах  $(0,2-0,3)f_{1H}=10-15$  Гц. Указані вимоги найкраще задовольняє перетворювач частоти з безпосереднім зв'язком. На розширення діапазону керування швидкості накладає обмеження також умова стійкої роботи МПЖ у межах критичних ковзань  $-s_k < s_0 < s_k$ , коли асинхронна складова моменту демпфірує коливання, які обумовлені синхронною складовою моменту. При ковзаннях більше критичних асинхронний момент навпаки розкачує ротор, що призводить до нестійкої роботи двигуна.

2) У другому випадку частота ротора залежить від швидкості двигуна, яка може змінюватися під дією навантаження. Цьому відповідає асинхронний режим роботи МПЖ. Для реалізації закону керування встановлюється датчик швидкості двигуна, наприклад, тахогенератор, за допомогою якого визначається частота ковзання. Для керування швидкістю одночасно змінюється амплітуда та фаза напруги ротора за допомогою замкненої системи керування ЕП. Механічні характеристики в межах допустимого моменту представляють собою прямі із заданим статизмом.

Недоліком каскаду з ДПЖ є також необхідність перед початком керування здійснювати пуск двигуна до найменшої швидкості. Цей недолік не має суттєвого значення для механізмів, які рідко запускаються.

7) Керування швидкістю увімкненням додаткового резистора в коло статора.

Цей спосіб керування застосовується дуже рідко для двигунів із короткозамкненим ротором при відсутності інших засобів зменшити швидкість. Спосіб дуже неекономічний, тому використовується для короткочасної зміни швидкості. На рис.2.100 показано симетричне увімкнення додаткових резисторів у всі фази статора. Зміна опору здійснюється закорочуванням секцій реостата контакторами. Інколи для зменшення кількості елементів резистор вмикається тільки в одну чи дві фази статора.

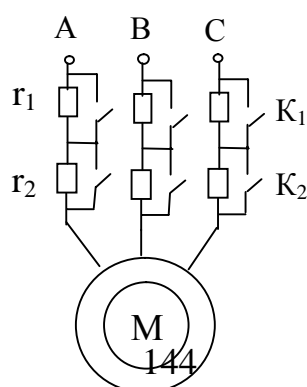




Рис.2.100.

Збільшення електричного опору кола статора  $R_{1\Sigma}=R_1+R_{d1}$  призводить до зменшення критичного ковзання (2.85), критичного та пускового моментів (2.86) та (2.84) при незмінній синхронній швидкості, рис.2.101.

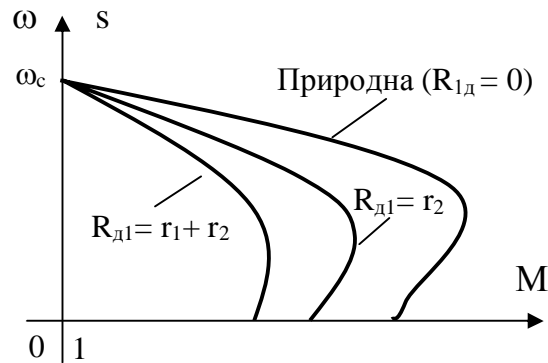


Рис.2.101.

#### 2.2.1.2. Зміна напрямку руху (реверс) та пуск асинхронного двигуна

Для зміни напрямку руху трифазного асинхронного двигуна потрібно змінити напрямок обертання магнітного поля статора. Для цього достатньо поміняти місцями будь-які два виводи обмотки статора, рис.2.102.

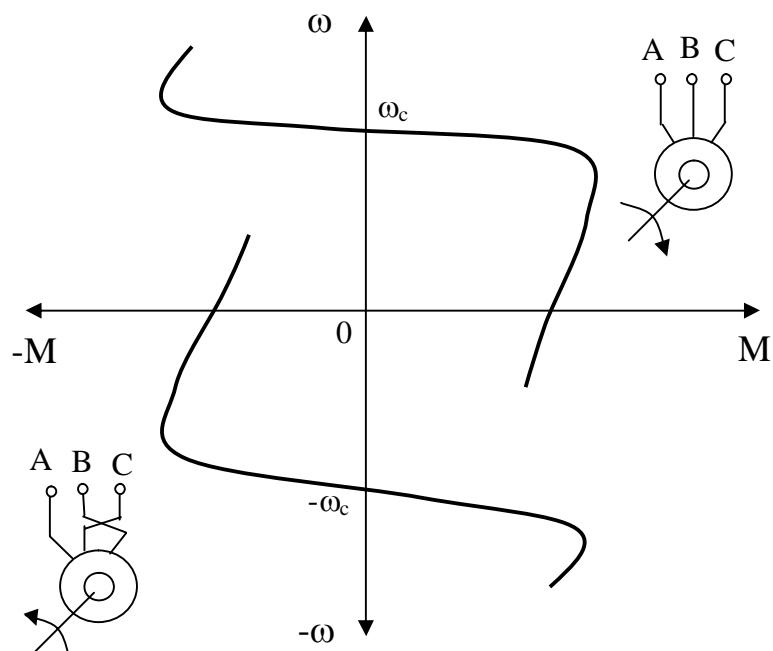


Рис.2.102.

Пуск двигуна з короткозамкненим ротором здійснюється прямим увімкненням у мережу (прямий пуск). При цьому пусковий струм статора може досягати  $I_{1п}=(5\div7)I_{1н}$ , що збільшує навантаження на мережу. Пуск декількох потужних двигунів найчастіше розноситься в часі за допомогою схем керування. Для обмеження пускового струму на час пуску в коло статора можуть підключатися струмообмежуючі реактори або в простішому випадку резистори  $R_{co}$ , рис.2.103.

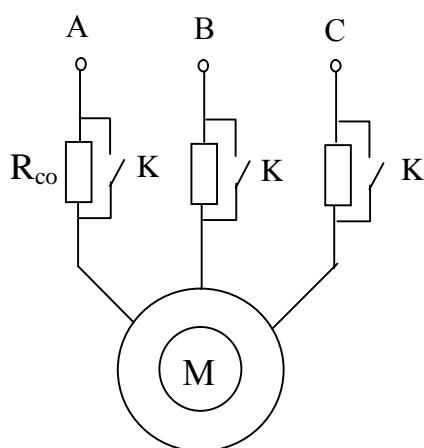


Рис.2.103.

Пуск двигунів із фазним ротором здійснюється за допомогою пускового реостата, який включається в коло ротора, рис.2.104. Кількість ступенів реостата визначається технологічними умовами і може досягати від 1 до 12.

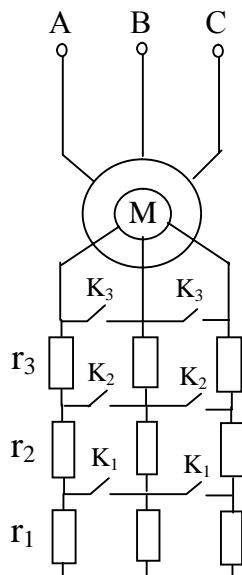


Рис.2.104.

Розрахунок опорів ступенів здійснюється за методикою, розглянутою в пункті 2.1.1.4 для двигунів постійного струму з незалежним збудженням, але замість відносного падіння швидкості  $\Delta\omega^*$  у формули

підставляється номінальне ковзання двигуна  $s_n$ , а замість електричного опору якоря  $R_y$  підставляється опір ротору  $R_p$ , який може бути визначено за відомою формулою

$$R_p = s_n R_n = s_n \frac{E_{2n}}{\sqrt{3} I_{2n}}. \quad (2.117)$$

Найчастіше пуск здійснюється у функції часу за допомогою реле часу, за командами яких у заданій послідовності замикаються контактори  $K_1$ - $K_3$ . Попередньо розраховується час роботи двигуна на кожній штучній характеристиці та встановлюються витримки реле часу.

### 2.2.1.3. Режими гальмування асинхронного двигуна

Асинхронний двигун забезпечує наступні режими гальмування:

- 1) Рекуперативне (генераторне) гальмування;
- 2) Гальмування противмиканням;
- 3) Динамічне гальмування;
- 4) Гальмування із самозбудженням.

1) Ознакою переходу в режим *рекуперативного гальмування* є більша за синхронну швидкість двигуна. Цей режим можна реалізувати в статичному режимі чи в перехідному процесі. У статичному режимі за допомогою зовнішнього активного моменту  $M_c$  робоча точка переміщується в II чи IV квадранти, рис.2.105.

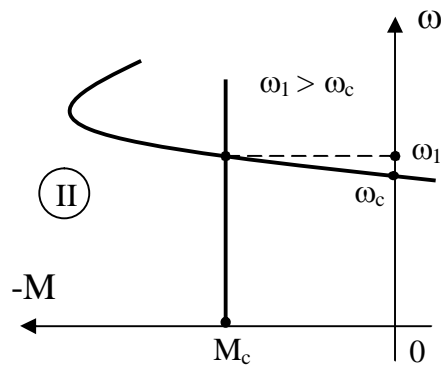


Рис.2.105.

У перехідному процесі двигун переходить у режим рекуперативного гальмування при зменшенні стрибком частоти живлення двигуна або при переключенні числа пар полюсів із більшої на меншу швидкість, рис.2.106.

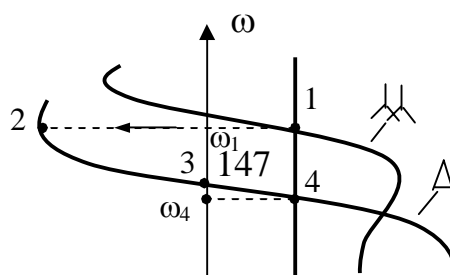


Рис.2.106.

В режимі рекуперативного гальмування двигун виробляє та повертає в мережу активну потужність, але при цьому продовжує споживати з мережі реактивну потужність. При частотному керуванні перетворювач повинен забезпечувати роботу в першому та другому квадрантах для нереверсивного ЕП та у всіх чотирьох для реверсивного.

2) *Гальмування противмиканням* у статичному режимі можна отримати тільки при активному статичному моменті для двигуна з фазним ротором. Для цього достатньо увімкнути в коло ротора додатковий резистор  $R_d$  із таким опором, щоб робоча точка перемістилася з першого в четвертий квадрант. Величина опору визначає швидкість  $\omega_2$ , з якою буде обертатися двигун в режимі гальмування противмиканням, рис.2.107.

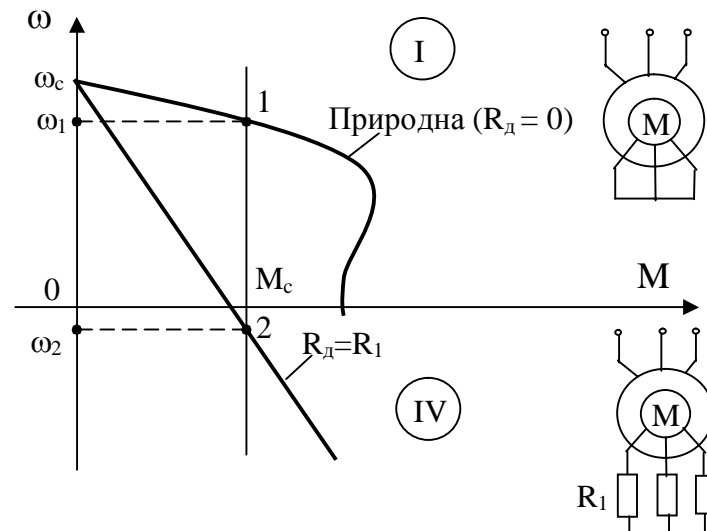


Рис.2.107.

При реактивному статичному моменті цей режим можна отримати тільки в перехідному процесі. Для гальмування механізму здійснюється реверс двигуна. Для обмеження при гальмуванні струму статора двигуна з короткозамкненим ротором у його коло можуть бути увімкнені додаткові резистори. Якщо двигун із фазним ротором, то на хід перехідного процесу та завдання початкового гальмівного моменту можна вплинути зміною додаткового опору  $R_d$  у колі ротора, рис.2.108.

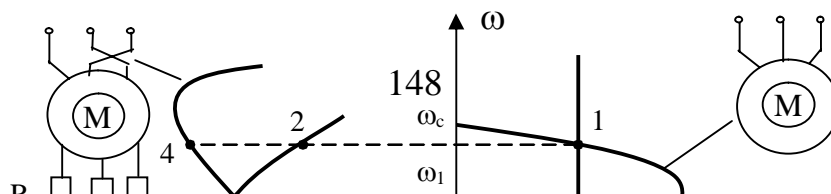


Рис.2.108.

На ділянці 2-3 механічної характеристики двигун буде сповільнюватися в режимі гальмування противмиканням. В точці 3 двигун потрібно відключити від мережі інакше він почне розганятись у зворотному напрямку, прямуючи до усталеної точки 6. Введення додаткового опору  $R_d$  у коло ротора дозволяє створювати умову, коли момент короткого замикання при зупинці в точці 5 буде меншим за статичний момент  $M_c$ , тому двигун не зможе розігнатися у зворотному напрямку й буде стояти під струмом. Його також потрібно відключити від живлення.

Перевагою гальмування противмиканням є створення значних моментів гальмування при низьких швидкостях. Недолік полягає у низькій енергетичній ефективності, так як двигун споживає електричну енергію з мережі та механічну від механізму й усю перетворює в тепло.

3) Для організації режиму *динамічного гальмування* потрібно джерело постійного струму. Обмотка статора працюючого двигуна відключається від мережі змінного струму і переключається на джерело постійного струму, рис.2.109.

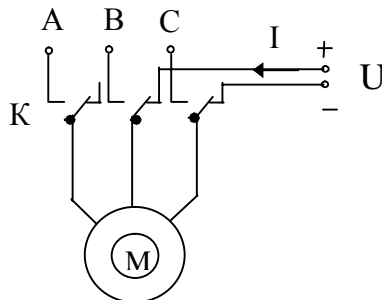


Рис.2.109.

При обертанні ротора двигуна в постійному магнітному полі, яке створює обмотка статора, виникає гальмівний момент. Так як обмотка статора трифазна, то при підключенні до джерела постійного струму використовуються різні схеми з'єднання фаз обмотки, табл.2.3. При цьому постійний струм  $I$ , який протікає через обмотку статора, в залежності від схеми з'єднання відповідає еквівалентному змінному струмові, створюючи однакову за величиною магніторушійну силу. Цей еквівалентний струм визначає характерні точки механічної характеристики в режимі динамічного гальмування, а саме, критичний момент

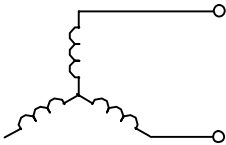
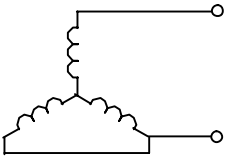
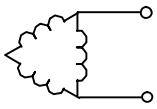
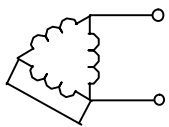
$$M_k = \frac{3I_{\text{екв}}^2 X_{\mu}^2}{2\omega_c (X_{\mu} + X_2')} \quad (2.118)$$

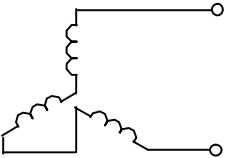
та критичне ковзання

$$s_k = \frac{R_2'}{X_{\mu} + X_2'}, \quad (2.119)$$

де  $X_{\mu}$  – індуктивний опір взаємоіндукції.

Таблиця 2.3.

№, п/п	Схема	Струм $I_{\text{екв}}$
1		$I \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$
2		$I \frac{\sqrt{2}}{2}$
3		$I \frac{\sqrt{2}}{3}$
4		$I \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}}$

5		$I \frac{2\sqrt{2}}{3}$
---	---	-------------------------

Так як опір  $X_{\mu} \gg X_1$ , то критичне ковзання (2.119) в режимі динамічного гальмування менше, чим в рушійному режимі (2.85), і відповідно жорсткість механічних характеристик буде більшою при однакових критичних моментах. Величину гальмівного моменту дуже просто задавати величиною постійного струму, так як критичний момент (2.118) пропорційний квадрату струму. При цьому критичне ковзання залишається незмінним (2.119). Якщо двигун із фазним ротором, то додатково на величину гальмівного моменту можна впливати введенням резистора  $R_d$  у коло ротора. Критичний момент залишиться незмінним, а збільшується критичне ковзання і відповідно зменшується жорсткість штучних механічних характеристик, які всі проходять через початок координат, рис.2.110. Після вмикання режиму гальмування з робочої точки **1** двигун сповільнюється до зупинки при реактивному статичному моменті на ділянках характеристик 2-0, 3-0 чи 4-0 у залежності від величини струму чи додаткового опору в роторі. Якщо ж статичний момент активний, то після зупинки двигун почне розганятися в протилежному напрямку до нової робочої точки в четвертому квадранті.

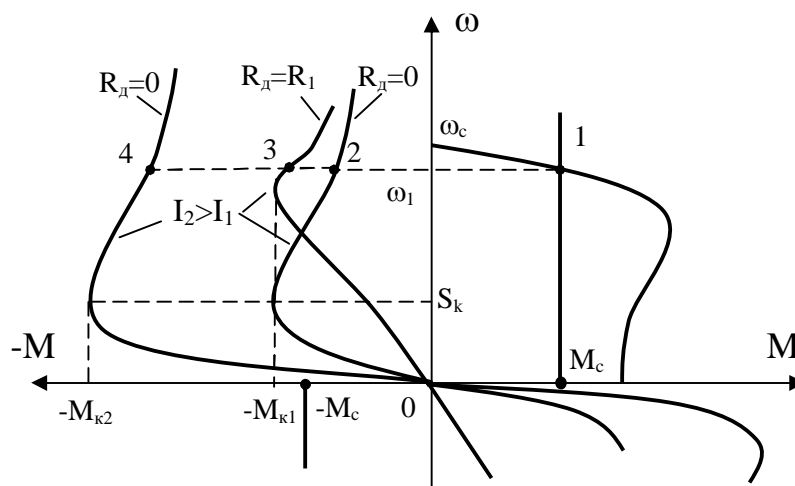
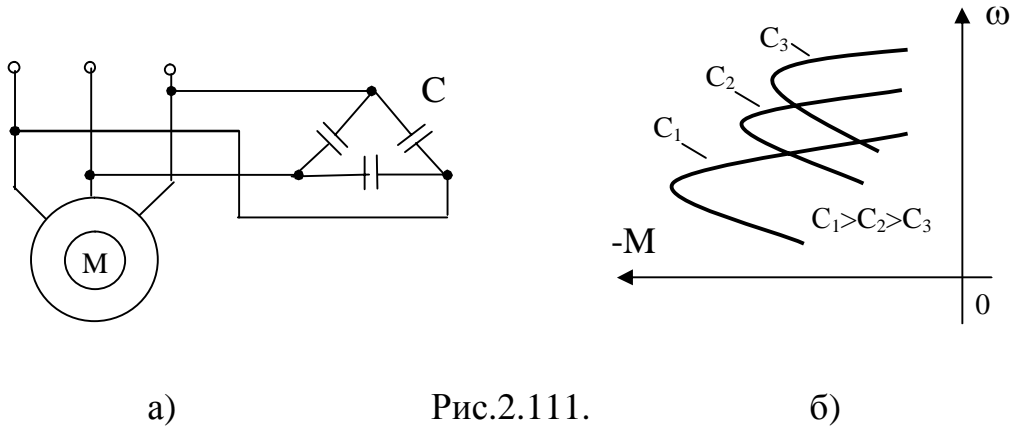


Рис.2.110.

Перевагою способу є простота керування гальмівним моментом, а недоліком – незначна величина гальмівного моменту при низьких швидкостях.

4) Гальмування із *самозбудженням* застосовується достатньо рідко. Воно ґрунтується на тому, що після відмикання двигуна від мережі

магнітне поле в ньому затухає не миттєво. Це й використовується для створення гальмувального моменту. На практиці знайшли застосування конденсаторне та магнітне гальмування. При конденсаторному гальмуванні до обмотки статора підключаються конденсатори, з'єднанні в схему “зірка” чи “трикутник”, рис.2.111,а.



Конденсатори можуть бути увімкнуті постійно чи підключатися тільки на час гальмування. Із збільшенням ємності конденсаторів збільшується гальмівний момент, а штучні механічні характеристики зміщуються в область низьких швидкостей, рис.2.111,б.

При магнітному гальмуванні виводи обмотки статора зразу закорочуються після відключення від мережі, рис.2.112. При цьому створюється дуже короткочасний гальмівний момент.

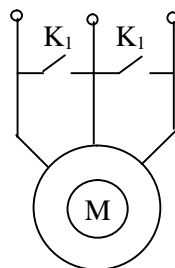


Рис.2.112.

При використанні регульованого електропривода з перетворювачем частоти чи регулятором напруги з'являються додаткові можливості для організації ефективного гальмування за рахунок комбінації різних способів та підтримки заданого моменту гальмування.

#### 2.2.1.4. Динамічні властивості асинхронного двигуна

Асинхронний двигун є суттєво нелінійною ланкою. Для повного аналізу використовуються складні математичні моделі та ЕОМ. За умови не насичення магнітного кола двигуна, симетричності фаз найчастіше використовуються еквівалентна двофазна модель двигуна у векторному вигляді. Найбільш спрощена модель може бути отримана при лінеаризації



---

робочої ділянки механічної характеристики двигуна прямою. Цьому відповідає робота двигуна при збільшенні та зменшенні навантаження, а також пуск двигуна з фазним ротором при додатковому опорі в колі ротора, тобто коли робоча точка не виходить за межі робочої ділянки характеристики. Ця модель не адекватно описує процес пуску та реверсу двигуна з короткозамкненим ротором. Живлення обмотки статора може здійснюватися від джерела *напруги* чи *струму*:

1) При живленні від *джерела напруги* процес в електромеханічному перетворювачі описується наступним рівнянням

$$(1 + T_e p) M = \beta (\omega_c - \omega), \quad (2.120)$$

де  $T_e = \frac{L_2}{R_2'} = \frac{1}{2\pi f_1 s_k}$  - електромагнітна стала часу;

де  $\beta = \frac{2M_k}{\omega_c s_k}$  - модуль жорсткості робочої ділянки механічної характеристики.

Для стандартної частоти  $f_1=50$  Гц електромагнітна стала часу лежить в межах  $T_e=0,006 \div 0,06$  с. Менші значення відповідають двигунам меншої потужності. Як видно, електромагнітна стала асинхронного двигуна менша за електромагнітну сталу двигуна постійного струму, тому електромагнітні процеси в АД протікають швидше. На основі рівняння (2.120) складається передаточна функція електромеханічного перетворювача асинхронного двигуна, яка представляє собою аперіодичну ланку

$$W(p) = \frac{M(p)}{\omega_c(p) - \omega(p)} = \frac{\beta}{1 + T_e p} \quad (2.121)$$

Після доповнення моделі (2.121) відомою передачною функцією механічної частини у вигляді одномасової схеми отримується структурна схема асинхронного двигуна, рис.2.113.

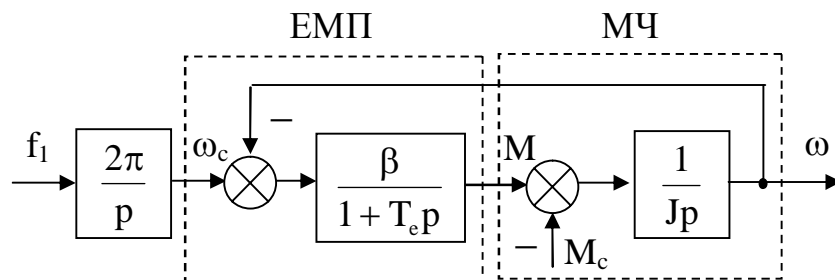


Рис.2.113.

2) Живлення асинхронного двигуна від *джерела струму* найчастіше здійснюється від перетворювача частоти з інвертором струму, який формує струм у фазах двигуна відповідно до сигналу завдання. Згідно до схеми заміщення фази двигуна на рис.2.73 на холостому ході весь струм статора  $I_1$  іде на створення струму намагнічування  $I_\mu$ . При збільшенні навантаження починає зростати струм ротора  $I_2$ , тому струм намагнічування зменшується. Таким чином струм ротора розмагнічує магнітне коло двигуна і магнітний потік змінюється в широких межах в залежності від ковзання. Це суттєво відрізняється від живлення джерелом напруги, коли магнітний потік залишається практично постійним. Критичне ковзання при живленні від джерела струму визначається наступною формулою

$$s_k^I = \frac{R_2'}{x_\mu + x_2'} \quad (2.122)$$

Так як індуктивний опір взаємоіндукції набагато більший за індуктивний опір обмотки статора  $x_\mu \gg x_1$ , то критичне ковзання (2.122) при номінальному струмі статора  $I_{1н}$  менше за критичне ковзання (2.85) при живленні від джерела напруги, і тому механічна характеристика в даному випадку жорсткіша за природну. Проте з цієї ж причини критичний момент двигуна

$$M_k^I = \frac{3I_1^2 x_\mu^2}{2\omega_c (x_\mu + x_2')} \quad (2.123)$$

при номінальному струмі статора  $I_{1н}$  менше критичного моменту на природній характеристиці, рис.2.114.

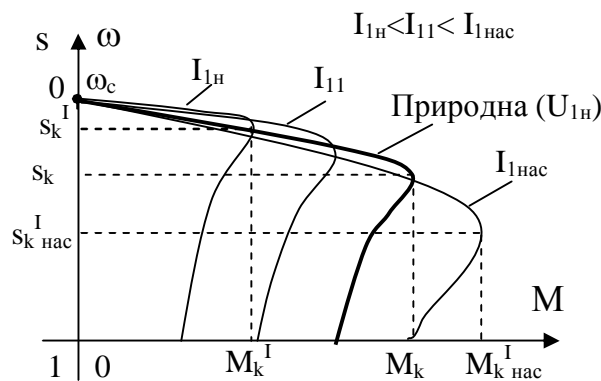


Рис.2.114.

Із збільшенням вище номінального струму статора і відповідно струму намагнічування  $I_\mu$  збільшується насичення магнітного кола двигуна та зменшується індуктивний опір взаємоіндукції  $x_\mu$ , рис.2.115.

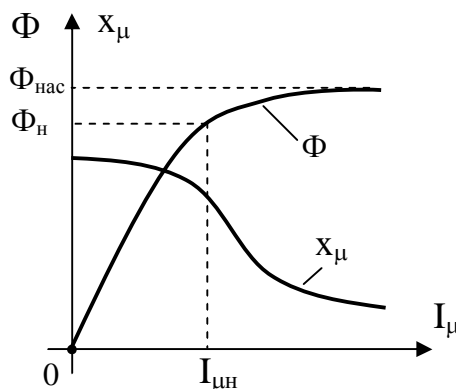


Рис.2.115.

При глибокому насиченні магнітний потік залишається незмінним та рівним потоку насиченню  $\Phi = \Phi_{\text{нас}}$ , що обумовлює критичний момент  $M_{\text{к нас}}^I > M_{\text{к}}$

$$M_{\text{к нас}}^I = \frac{3U_{\text{IH}}^2}{2\omega_c x_2'} \quad (2.124)$$

та критичне ковзання  $s_{\text{к нас}}^I > s_{\text{к}}$

$$s_{\text{к нас}}^I = \frac{R_2'}{x_2'}, \quad (2.125)$$

які більші, чим на природній характеристиці, рис.2.114. Таким чином із збільшенням насичення збільшується критичне ковзання на критичний момент двигуна. Для підтримки заданого магнітного потоку потрібно змінювати струм статора в залежності від ковзання двигуна.

Передаточна функція та структурна схема двигуна при живленні від джерела струму в загальному вигляді співпадають з аналогічними для випадку живлення від джерела напруги (рис.2.113), проте жорсткість характеристики  $\beta$  та електромагнітна стала часу  $T_e$  мають більші значення при ненасиченому магнітному колі двигуна.

#### 2.2.1.5. Керування асинхронним двигуном за мінімумом втрат електроенергії

Асинхронний двигун є основним споживачем електроенергії у світі, тому її раціональне використання є важливою задачею енергозбереження. Недоліком асинхронного двигуна є значне споживання реактивного струму при його не завантаженні, так на холостому ходу цей струм може складати 25-50% від номінального. Для зменшення втрат у простішому випадку необхідно змінювати напругу статора в залежності від навантаження, рис.2.116.

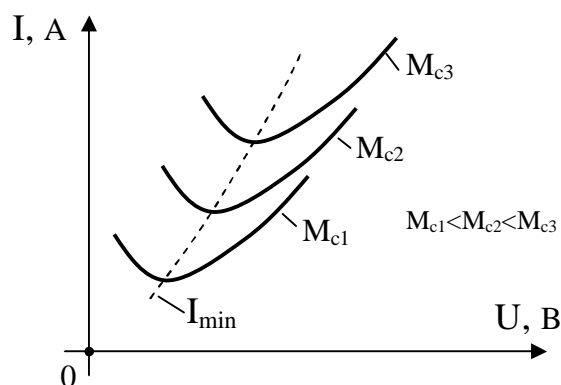


Рис.2.116.

Для кожної величини статичного моменту існує точка, в якій струм статора є мінімальним. Пунктирна лінія з'єднує точки з мінімальним струмом  $I_{\min}$  при різних статичних моментах. Для керування за мінімумом струму двигун живиться від силового регулятора напруги, сигнал завдання якого формується за сигналами датчика струму та напруги обмотки статора. При частотному керуванні додатково можна впливати, змінюючи частоту напруги живлення. Існує багато алгоритмів, які підтримують максимальний ККД чи коефіцієнт потужності, мінімальний струм статора тощо у всьому діапазоні керування швидкістю чи в межах зміни навантаження. Найчастіше вказані алгоритми реалізуються за допомогою замкнених систем керування.

### 2.2.2. Електромеханічні властивості синхронного двигуна

Статор синхронного двигуна (СД) конструктивно аналогічний статору трифазного асинхронного двигуна. На роторі СД знаходиться обмотка збудження, яка живиться постійним струмом, рис.2.117. Потужність системи збудження складає 0,2-2 % потужності двигуна.

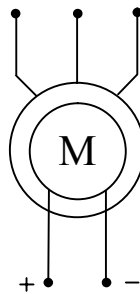


Рис.2.117.

Часто на валі синхронного двигуна встановлюється невеликий генератор постійного струму, який називається збуджувачем й призначений для живлення обмотки збудження. Майже завжди керування струмом збудження здійснюється за допомогою системи автоматичного керування так, як від його величини залежить коефіцієнт потужності та стійка робота двигуна. Додатково ротор має короткозамкнену обмотку, як в асинхронного двигуна, яка призначена для пуску та забезпечення стійкості двигуна. Ротор може виконуватися з явними чи неявними магнітними полюсами. В першому випадку двигун крім синхронного моменту додатково створює реактивний момент.

Синхронний момент двигуна дорівнює

$$M_{\text{синхр}} = \frac{3U_1 E}{\omega_c x_d} \sin \Theta_{\text{ел}}, \quad (2.126)$$

де  $x_d$  – індуктивний електричний опір за повздовжньою віссю;  
 $\theta_{ел}$  – електричний кут між векторами напруги та ЕРС.

Реактивний момент двигуна визначається формулою

$$M_{peak} = \frac{3U_1^2}{2\omega_c} \left( \frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\theta_{ел}, \quad (2.127)$$

де  $x_q$  – індуктивний електричний опір за поперечною віссю.

Формули (2.126) та (2.127) називаються кутовими характеристиками і є важливими залежностями синхронного двигуна. При збільшенні навантаження двигуна електричний кут між векторами напруги та ЕРС збільшується. При цьому вісь ротора відстає від осі магнітного поля статора на фактичний кут

$$\Theta = \frac{\theta_{ел}}{p}. \quad (2.128)$$

Якщо до двигуна прикладено зовнішній рушійний момент, то вісь ротора випередить магнітне коло на кут  $\Theta$  і двигун перейде в режим синхронного генератора. Сумарна кутова характеристика двигуна з явними полюсами показана на рис.2.118.

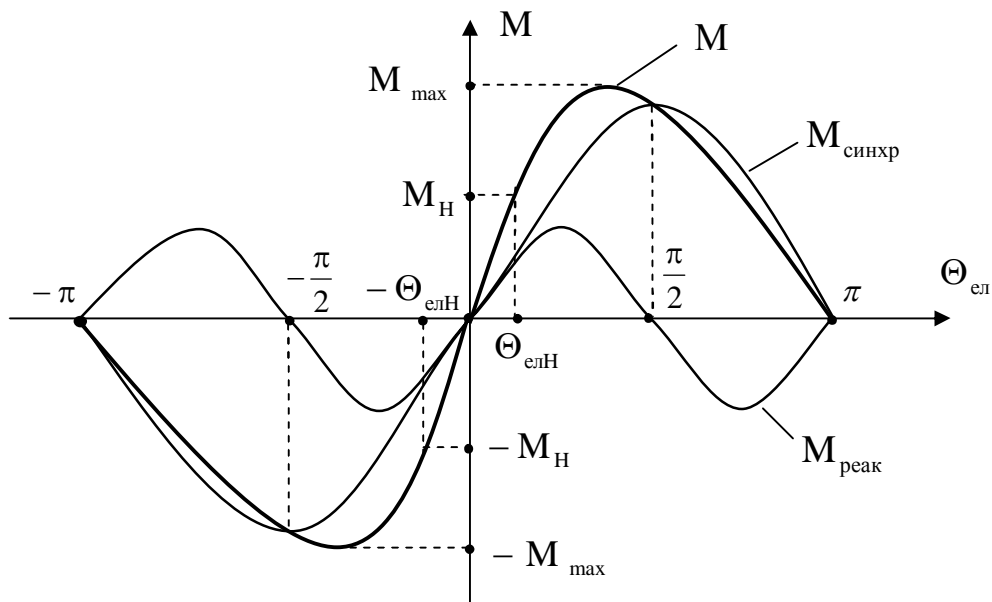


Рис.2.118.

При проектуванні двигуна номінальний електричний кут, якому відповідає номінальний момент, задається в межах  $\Theta_{\text{елН}} = (25 - 30)^\circ$ , що забезпечує перевантажувальну здатність двигуна рівну

$$\lambda_M = \frac{M_{\text{max}}}{M_{\text{H}}} = 2 - 3. \quad (2.129)$$

Синхронні двигуни спеціального виконання можуть мати перевантажувальну здатність у межах 3,5-4.

При роботі в усталеному режимі ротор двигуна обертається зі швидкістю магнітного поля

$$\omega = \omega_c = \frac{2\pi f_1}{p}, \quad (2.130)$$

тому механічна характеристика СД є абсолютно жорсткою, рис.2.119.

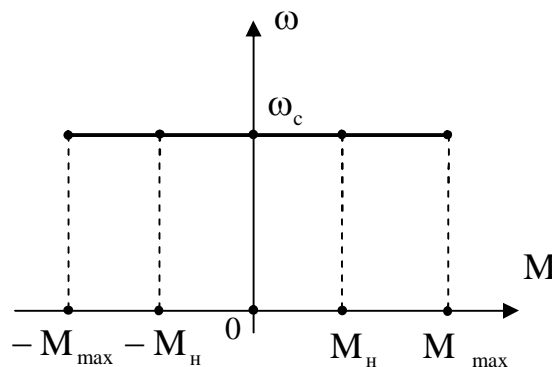


Рис.2.119.

Проте вона має місце, якщо момент двигуна не перевищує максимального  $M_{\text{max}}$ , інакше настає аварійний режим - випадання із синхронізму, який характеризується великими струмами.

Для керування швидкістю синхронного двигуна є згідно до (2.130) практично один спосіб – зміна частоти напруги живлення  $f_1$ . Двигун забезпечує двозонне керування швидкості. В першій зоні керування здійснюється при постійному моменті за рахунок пропорційної зміни напруги й частоти відповідно до закону (2.103)

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

Діапазон керування в середньому складає 50-100. У другій зоні при керуванні з постійною потужністю підвищується тільки частота, а напруга

залишається незмінною та номінальною. Максимальна швидкість обмежується при цьому механічною міцністю ротора.

Синхронний двигун підтримує всі режими гальмування. Проте найчастіше використовується динамічне гальмування. Для його організації обмотка статора відключається від мережі і замикається на трифазний реостат. Механічні характеристики мають вигляд, як в асинхронного двигуна. Гальмування противмиканням практично не застосовується, так як супроводжується великими стрибками струму при складній схемі керування.

Динамічні властивості двигуна визначаються на основі лінеаризації кутової характеристики на робочій ділянці, де синусоїду можна замінити прямою, проведеною через початок координат та номінальною точкою. Момент двигуна визначається на основі відношення з номінальною точкою

$$M = \frac{M_H}{\Theta_{\text{елН}}} \Theta_{\text{ел}} = \frac{M_H p}{\Theta_{\text{елН}}} \Theta = c_{\text{ем}} \Theta = c_{\text{ем}} (\varphi_c - \varphi), \quad (2.131)$$

де  $c_{\text{ем}} = \frac{M_H p}{\Theta_{\text{елН}}}$  – коефіцієнт жорсткості пружного електромагнітного зв'язку між ротором та статором;  
 $\varphi_c$  – кут повороту вектора магнітного поля статора;  
 $\varphi$  – кут повороту ротора.

Після диференціювання залежності (2.131) отримується рівняння, яке описує електромеханічне перетворення в синхронному двигуні без врахування додаткової короткозамкненої обмотки ротора

$$\frac{dM}{dt} = c_{\text{ем}} \left( \frac{d\varphi_c}{dt} - \frac{d\varphi}{dt} \right) = c_{\text{ем}} (\omega_c - \omega). \quad (2.132)$$

На основі цього рівняння будується структурна схема електромеханічного перетворювача, рис.2.120.

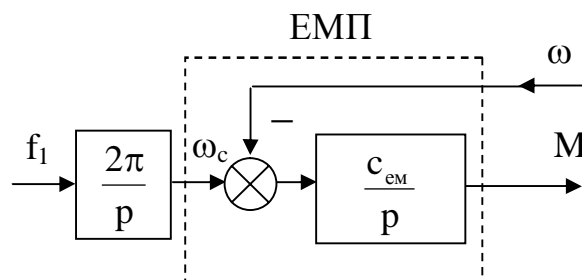


Рис.2.120.



Для врахування додаткової короткозамкненої обмотки ротора рівняння синхронного моменту (2.131) доповнюється відомим рівнянням моменту асинхронного двигуна на робочій ділянці механічної характеристики

$$M = c_{em}(\varphi_c - \varphi) + \beta(\omega_c - \omega), \quad (2.133)$$

яке в операторній формі приймає вигляд

$$M = \left(\frac{c_{em}}{p} + \beta\right)(\omega_c - \omega). \quad (2.134)$$

Після доповнення моделі (2.134) відомою передаточною функцією механічної частини у вигляді одномасової схеми отримується структурна схема синхронного двигуна, рис.2.121.

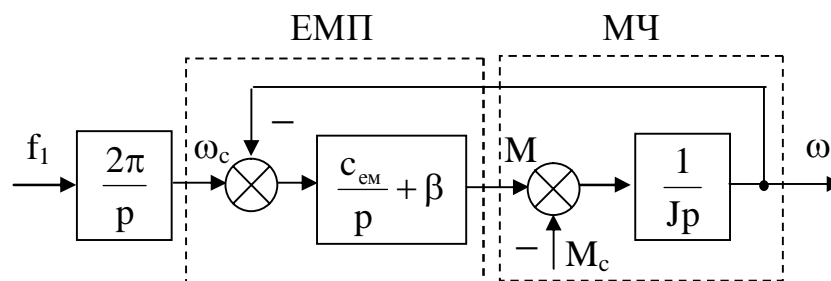


Рис.2.121.

Як видно з рис.2.121, додаткова обмотка виконує функцію демпфера з коефіцієнтом  $\beta$ , який гасить коливання моменту, що обумовлені пружним електромагнітним зв'язком з коефіцієнтом  $c_{em}$ .

Перевагою синхронного двигуна в порівнянні з асинхронним двигуном є більш високий коефіцієнт корисної дії, можливість рекуперації реактивної енергії, менша залежність від падіння напруги мережі, абсолютно жорсткі механічні характеристики, більша надійність, обумовлена великим повітряним зазором.

Ще однією важливою особливістю синхронного двигуна є можливість фіксації положення ротора без механічного гальма, якщо на обмотку статора подати постійний струм. Крім того, в явнополусних двигунах можна організувати кроковий рух ротора шляхом послідовного перемикання обмоток фаз статора на постійний струм.

Недолік полягає в наявності пружного електромагнітного зв'язку, що обумовлює коливання моменту, достатньо висока складність системи керування швидкістю, невисокий пусковий момент.

## 2.3. Електромеханічні властивості інших типів двигунів

### 2.3.1. Дугостаторні та лінійні асинхронні двигуни

Якщо статор асинхронного двигуна умовно розрізати в одному місці вздовж осі та розгорнути в задану дугу, то отримується дугостаторний двигун, рис.2.122.

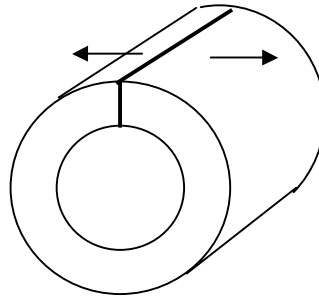


Рис.2.122.

Він використовується для безпосереднього приводу механізмів із маховиками, повороту платформ тощо, рис.2.123.

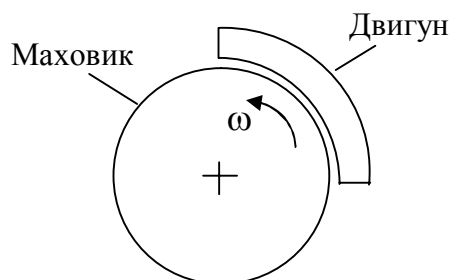
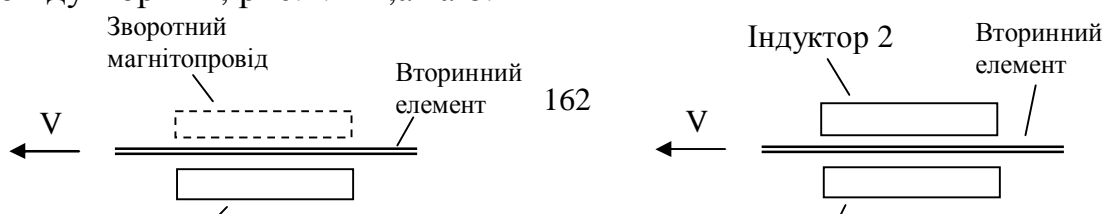


Рис.2.123.

В якості ротора виступають найчастіше елементи механізму, наприклад, масивний залізний маховик. Можливо також нанесення на його поверхню шару металу з високою провідністю, наприклад, міді чи алюмінію, в якому створюються основні зусилля. Залізо маховика в цьому випадку служить в основному для замикання магнітного потоку полюсів двигуна.

Якщо дугостаторний двигун умовно розгорнути у площину, то виходить індуктор лінійного асинхронного двигуна (ЛАД), який створює зусилля у вторинному елементі (роторі). Вторинним елементом може бути елемент механізму, смуга металу чи спеціально створена структура з електропровідного матеріалу. ЛАД може виконуватися одноіндукторним із пасивним зворотнім магнітопроводом чи без нього, а також двоіндукторним, рис.2.124,а та б.



а)

б)

Рис.2.124.

Якщо індуктор плоского ЛАД умовно згорнути в трубку за поперечною віссю, то отримується циліндричний ЛАД, рис.2.125.

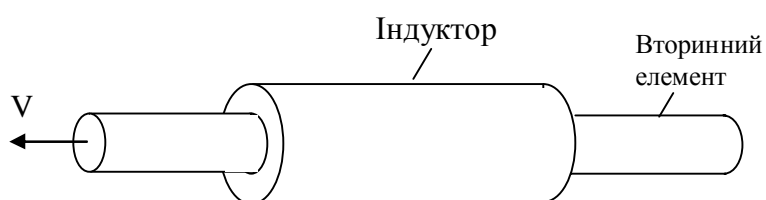


Рис.2.125.

Вторинний елемент виконується у вигляді штоку, а для підвищення енергетичних характеристик двигуна він складається з послідовно розташованих залізних та мідних чи алюмінієвих, латунних шайб. Індуктор циліндричного ЛАД може використовуватися також в якості насосу небезпечних рідких металів у трубопроводах.

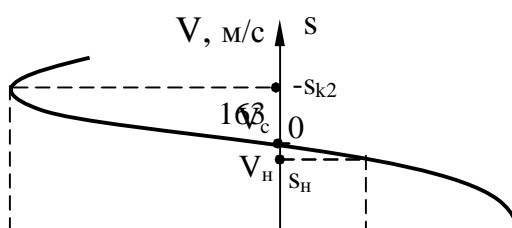
Якщо індуктор плоского ЛАД умовно згорнути в тор в активній площині двигуна, то виходить торцевий ЛАД, який застосовується для обертання маховиків, млинів тощо.

Характерною особливістю розглянутих двигунів є залежність синхронної швидкості не від числа пар полюсів, як в оберտального асинхронного двигуна, а від величини полюсного ділення

$$V_c = 2\tau f_1, \quad (2.135)$$

де  $\tau$  – полюсне ділення, [м].

Механічна характеристика – залежність лінійної швидкості  $V$  від зусилля  $F$ , має вид як і у асинхронного двигуна, проте з більшим критичним ковзанням та меншим критичним зусиллям, обумовлених більшими електричним опором вторинного елемента та повітряним зазором, рис.2.126. Для керування швидкістю та гальмування використовуються всі способи як для асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором.



---

Рис.2.126.

Перевагою двигунів цього типу є висока надійність, простота конструкції, можливість безпосереднього приводу робочих органів механізмів. Недолік полягає у зменшених енергетичних показниках, обумовлених розімкнутим магнітопроводом та підвищеним повітряним зазором, відсутності серійного випуску.

Крім лінійних асинхронних двигунів існують також лінійні синхронні двигуни та лінійні двигуни постійного струму.

### 2.3.2. Вентильний двигун

Основним недоліком двигунів постійного струму при таких важливих перевагах, як висока здатність керування, високий пусковий момент, прямолінійність механічних характеристик, є наявність колектора, який виконує функцію механічного комутатора струму якоря. З розвитком силової напівпровідникової техніки з'явилася можливість замінити колектор на електронний комутатор на основі транзисторів чи тиристорів. Так як у звичайних двигунів колектор обертається, то для реалізації електронного комутатора двигун виготовляється у інверсному варіанті, тобто з обмоткою якоря на нерухомому статорі та системою збудження на роторі. Збудження двигунів потужністю приблизно до 30 кВт виконується за допомогою постійних магнітів. Найменша кількість секцій обмотки якоря для стійкої роботи двигуна повинна дорівнювати трьом, тому схема вентильного двигуна може реалізуватися на основі серійних синхронних двигунів. Для визначення моменту часу перемикання секцій обмотки якоря обов'язково потрібно мати датчик положення ротора. У звичайних двигунів постійного струму перемикання проходить автоматично шляхом переходу електричних щіток на наступні пластини колектора при повороті ротора. Таким чином, вентильний двигун – це система, яка складається з електронного комутатора, датчика положення ротора ДПР та безпосередньо інверсного двигуна постійного струму чи еквівалентного синхронного двигуна. Для вмикання трьох секцій обмотки якоря з нульовою точкою необхідно мати три електронні ключі комутатора, проте

найчастіше застосовується схема із шістьма ключами для обмотки без нульової точки, рис.2.127.

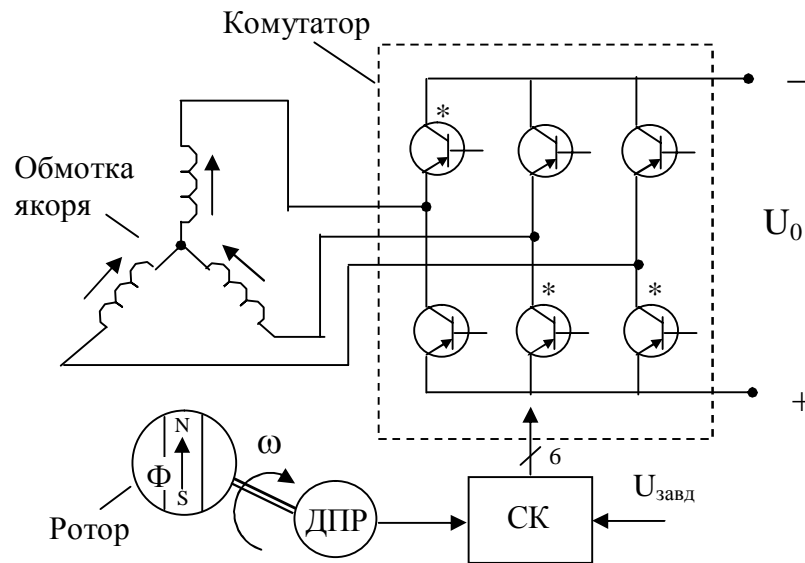


Рис.2.127.

В кожен момент часу увімкнено три ключі в залежності від положення ротора, які забезпечують протікання струмів у секціях обмотки якоря відповідно до рис.2.127 (увімкнуті ключі позначено символом \*). Перемикання ключів відбувається при повороті ротора на кут

$$\varphi = \frac{360^\circ}{m p}, \quad (2.136)$$

де  $m=3$  – кількість секцій (фаз) обмотки якоря;  
 $p$  – число пар полюсів ротора.

Рівняння механічної характеристики вентильного двигуна має вигляд

$$\omega = \frac{U}{c\Phi} - \frac{X_1^2 + R_1^2}{mR_1(c\Phi)^2} M = \omega_0 - M/\beta, \quad (2.137)$$

де  $c = K_{w1} W_1 p / \sqrt{2}$  – конструктивна стала двигуна;  
 $\Phi$  – магнітний потік двигуна;  
 $X_1, R_1$  – індуктивний та активний опір обмотки якоря;  
 $K_{w1}, W_1$  – коефіцієнт намотування та кількість витків обмотки;  
 $U$  – напруга живлення обмотки якоря.

При невеликих частотах обертання двигуна індуктивний опір обмотки набагато менший за активний опір  $X_1 \ll R_1$ , тому жорсткість механічної характеристики вентильного двигуна незмінна і за аналітичним виглядом співпадає з виразом для звичайного двигуна постійного струму

$$\beta = \frac{mR_1(k\Phi)^2}{X_1^2 + R_1^2} \approx \frac{m(k\Phi)^2}{R_1}. \quad (2.138)$$

Таким чином, при невеликих швидкостях механічні характеристики мають прямолінійний вид. Із збільшенням швидкості, тобто частоти комутації струму, зростає індуктивний опір обмотки, що призводить до невеликого зменшення жорсткості характеристик та втратою ними прямолінійного вигляду.

Керування швидкістю відповідно до (2.137) здійснюється зміною напруги обмотки якоря шляхом широтно-імпульсної модуляції напруги мережі за допомогою електронних ключів комутатора та схеми керування СК. Діапазон керування швидкості для замкнених систем керування може досягати 10000. Штучні механічні характеристики у першому квадранті мають вигляд, як і для звичайного двигуна постійного струму з незалежним збудженням, проте з урахуванням зміни жорсткості характеристик від швидкості, рис.2.128.

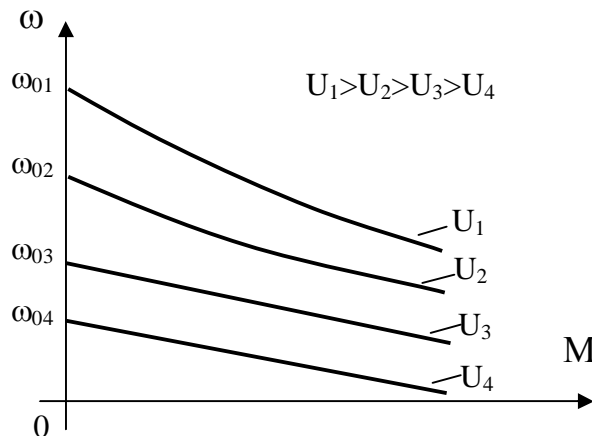


Рис.2.128.

Вентильні двигуни застосовуються для приводу механізмів із високими вимогами до якості керування, при підвищених вимогах до умов експлуатації (вибухонебезпечне чи космічне середовище тощо), надійності, відсутності радіоперешкод. Вказані переваги обумовили також широке використання вентильних мікродвигунів у побутовій та комп'ютерній техніці для приводу дисків, стрічок, вентиляторів тощо.

### 2.3.3. Кроковий двигун

Кроковий двигун за принципом роботи схожий на синхронний двигун. Проте магнітне поле в ньому переміщується дискретно, тобто кроками, шляхом послідовної комутації фаз обмотки статора із заданою частотою. Максимальна частота комутації, при якій здійснюється рух ротора без пропуску кроків, називається частотою прийнятності. Вона визначається індуктивністю обмотки статора та моментом інерції ротора. Кроковий двигун може виконуватися з *активним* чи *пасивним* ротором та з одно-, дво- чи багатofазною обмоткою статора.

1) *Активний* ротор найчастіше виготовляється з постійними магнітами, хоча можливе виконання з електричною обмоткою збудження. Технологічно важко розмістити на роторі багато полюсів, тому активний ротор має достатньо великий крок ротора в межах  $(15-90)^\circ$ . Для зменшення кроку повороту ротора використовується багатofазна обмотка статора, а також двостаторна та двороторна конструкція двигуна. Максимальна швидкість активного ротора складає 208-314 рад/с при максимальній частоті прийнятності 70-500 Гц. Принцип роботи крокового двигуна з активним ротором розглядається на двофазному двигуні з однією парою полюсів ротора на основі постійного магніту, рис.2.129.

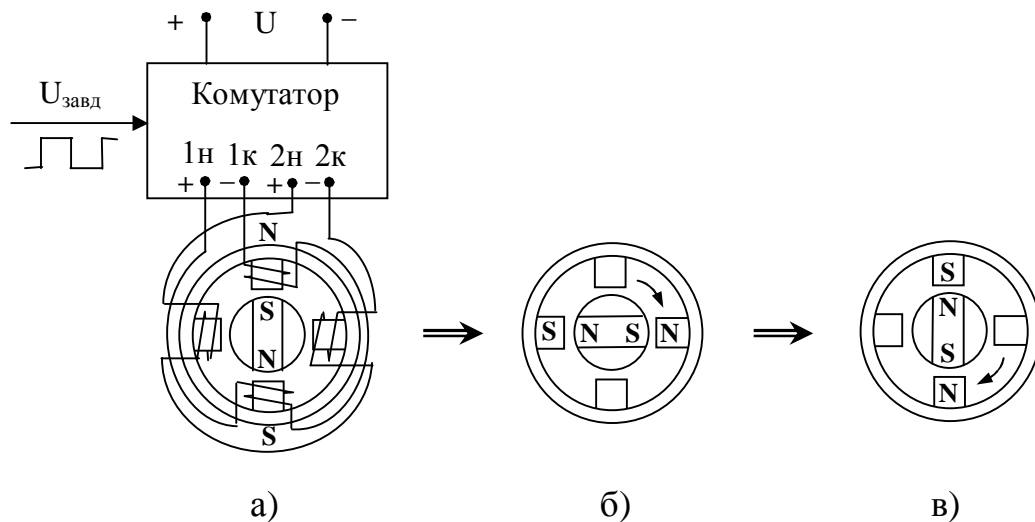


Рис.2.129.

Живлення обмоток статора здійснюється від комутатора, як правило імпульсами напруги за сигналом завдання частотно-імпульсного вигляду. В початковий момент напруга подається на першу фазу, яка створює вертикальне магнітне поле статора з полюсами N-S. При взаємодії полів статора та ротора, останній займає стійке положення, вказане на рис.2.129,а. Після увімкнення другої та відключення першої фази створюється магнітне поле статора з горизонтальними полюсами, тобто магнітне поле здійснює поворот за годинниковою стрілкою на  $90^\circ$ , рис.2.129,б, що обумовлює виникнення кута непогодження між осями магнітних полів статора та ротора рівного  $90^\circ$ . На ротор починає діяти момент

$$M = M_{\max} \sin \alpha, \quad (2.139)$$

де  $\alpha$  – кут непогодження;

який повертає ротор слідом за полем статора. Якщо тепер відключити другу фазу та знову увімкнути першу, але з протилежною до початкової полярністю напруги, то ротор знову повернеться на кут  $90^\circ$ , рис.2.129, в. Реверс двигуна легко здійснюється зміною полярності імпульсу поточного кроку. Розглянуте увімкнення фаз статора по черзі називається симетричною комутацією. Існує також несиметрична комутація, яка дозволяє зменшити крок повороту ротора вдвоє. Для цього друга фаза для вихідного положення схеми на рис.2.129,а вмикається при увімкненій першій фазі, що формує вісь магнітного поля статора, повернену на кут  $45^\circ$  і обумовлює відповідний поворот ротора. Потім перша фаза відключається і ротор повертається ще на  $45^\circ$ . Далі знову вмикається перша фаза, але з протилежною полярністю напруги і т.д. Кут повороту активного ротора дорівнює

$$\alpha = \frac{360^\circ}{p n}, \quad (2.140)$$

де  $p$  – число пар полюсів ротора;  
 $n$  – число перемикачів за цикл.

Число перемикачів при симетричній комутації дорівнює кількості фаз обмотки статора  $n=m$ , а при несиметричній - удвоє більше, тобто  $n=2m$ .

2) Крокові двигуни з *пасивним* ротором розділяються на реактивні та індукторні. Реактивний ротор не має систему збудження, а виготовляється з феромагнітного матеріалу і має явновиражені зубці. Статор також має зубці, проте з меншою кількістю. Кут повороту пасивного ротора визначається різницею чисел зубців на роторі  $Z_p$  та статорі  $Z_c$

$$\alpha = 360^\circ \frac{Z_p - Z_c}{Z_p Z_c}. \quad (2.141)$$

Це дозволяє виготовляти двигуни з малим кутом повороту в межах  $(1-9)^\circ$  та великими частотами прийнятності 250-1500 Гц, проте недоліком є невеликий момент. Цей недолік відсутній у двигунів з індукторним ротором, в яких здійснюється підмагнічування пасивного ротора зі сторони статора за допомогою постійних магнітів чи обмотки збудження.

Таким чином, неперервний рух ротора крокового двигуна складається з кроків, рис.2.130.



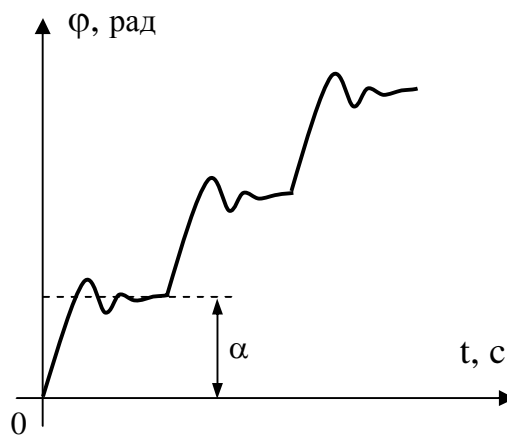


Рис.2.130.

Так як рух ротора здійснюється кроками, то розглядаються середні значення швидкості та моменту двигуна. Середня швидкість обертання визначається частотою  $f$  комутації фаз

$$\omega_{\text{серед}} = \alpha f. \quad (2.142)$$

Кроковий двигун має абсолютно жорсткі механічні характеристики як синхронний двигун. Із збільшенням частоти комутації та відповідно швидкості двигуна струм у фазах не встигає досягнути усталеного значення, тому максимальний середній момент зменшується, рис.2.131.

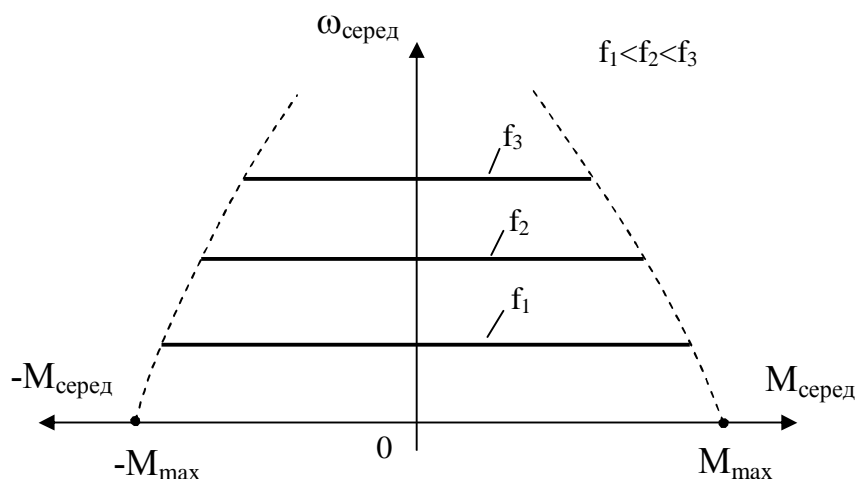


Рис.2.131.

Кроковий двигун дуже легко стикується з ЕОМ за допомогою блоку перетворення двійкового коду у відповідну частоту, тому він широко застосовується для приводів подачі верстатів із числовим програмним

---

керуванням, позиціонування робочих органів роботів та маніпуляторів тощо. Перевагою також є висока надійність та забезпечення заданої швидкості та положення без використання замкненої системи керування. Недолік полягає у коливаннях моменту при відпрацюванні кроків, збільшених габаритах двигуна, так як у конкретний момент часу працюють не всі обмотки статора. Випускаються також лінійні та багатокоординатні крокові двигуни.

## 2.4. Взаємозв'язані електроприводи

Взаємозв'язаними електроприводами називаються два чи декілька електроприводів, які зв'язані між собою механічно чи електрично для приводу механізму. Ці електроприводи використовуються в металургійній та паперовій промисловості, підйомних та шлюзових механізмах, установках великої потужності. Важливою задачею взаємозв'язаних електроприводів є заданий розподіл навантаження між електроприводами в статичному та динамічному режимах. В перехідних процесах розподіл навантаження може ще погіршуватися із-за наявності пружних механічних зв'язків чи механічних зазорів.

### 2.4.1. Електропривод із механічним з'єднанням валів

Механічне з'єднання валів двигунів застосовується для зменшення сумарного моменту інерції електропривода, спрощення кінематики, забезпечення заданих режимів роботи шляхом переведення тільки одного двигуна в режим гальмування, при відсутності двигуна великої потужності. При з'єднанні валів двох двигунів їх швидкість буде однакою  $\omega = \omega_1 = \omega_2$ , а сумарний момент електропривода в статичному режимі дорівнює сумі моментів цих двигунів

$$M = M_1 + M_2 = \beta_1(\omega_{01} - \omega) + \beta_2(\omega_{02} - \omega), \quad (2.143)$$

де  $\beta_1, \beta_2$  - жорсткості механічних характеристик двигунів;  
 $\omega_{01}, \omega_{02}$  - швидкості ідеального холостого ходу двигунів.

З виразу (2.143) знаходиться рівняння механічної характеристики взаємозв'язаного електропривода

$$\omega = \frac{\omega_{01}\beta_1 + \omega_{02}\beta_2}{\beta_1 + \beta_2} - \frac{M}{\beta_1 + \beta_2} = \omega_0 - \frac{M}{\beta}, \quad (2.144)$$

де  $\beta$  - жорсткість механічної характеристики електроприводу;  
 $\omega_0$  - швидкість ідеального холостого ходу електроприводу.

Як видно з (2.144), сумарна жорсткість електроприводу більша за жорсткості окремих двигунів. В статичному режимі момент електропривода дорівнює статичному моменту  $M=M_c$ . Після підстановки статичної швидкості з (2.144) у вирази для моментів окремих двигунів (2.143) знаходиться величина навантаження кожного двигуна електропривода окремо

$$\begin{aligned} M_{c1} &= \beta_1(\omega_{01} - \omega_0 + \frac{M_c}{\beta}) \\ M_{c2} &= \beta_2(\omega_{02} - \omega_0 + \frac{M_c}{\beta}) \end{aligned} \quad (2.145)$$

Взаємозв'язаний електропривод може бути як регульованим так і нерегульованим. В першому випадку значення швидкостей ідеального холостого ходу та жорсткості двигунів змінюється в широких межах. У другому випадку також існує невелика розбіжність вказаних величин навіть у двигунів одного типу внаслідок технологічних варіацій параметрів матеріалів, різних умов охолодження тощо. Це призводить до нерівномірного розподілу навантаження між двигунами. Наприклад, якщо два двигуни постійного струму з незалежним збудженням мають різне значення електричних опорів якірних кіл  $R_{я1} > R_{я2}$ , то жорсткості їх механічних характеристик будуть різними  $\beta_1 < \beta_2$  і двигун з більшою жорсткістю характеристики буде навантажено більше, рис.2.132.

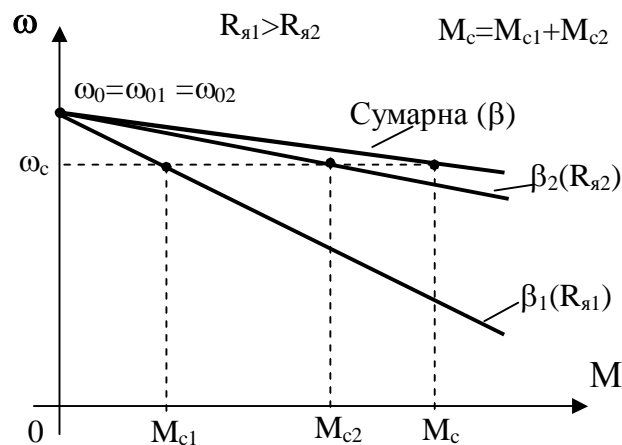


Рис.2.132.

Якщо вказані двигуни матимуть різні магнітні потоки  $\Phi_1 > \Phi_2$ , то їх механічні характеристики відрізнятимуться різними жорсткостями та швидкостями ідеального холостого ходу  $\omega_{02} > \omega_{01}$ , рис.2.133. В цьому випадку двигун із меншою швидкістю ідеального холостого ходу може працювати в режимі рекуперативного гальмування, створюючи гальмівний момент  $M_{c1}$ , тому другий двигун для забезпечення необхідного статичного моменту електропривода повинен додатково долати його моментом  $M_{c2} = M_c + M_{c1}$ .

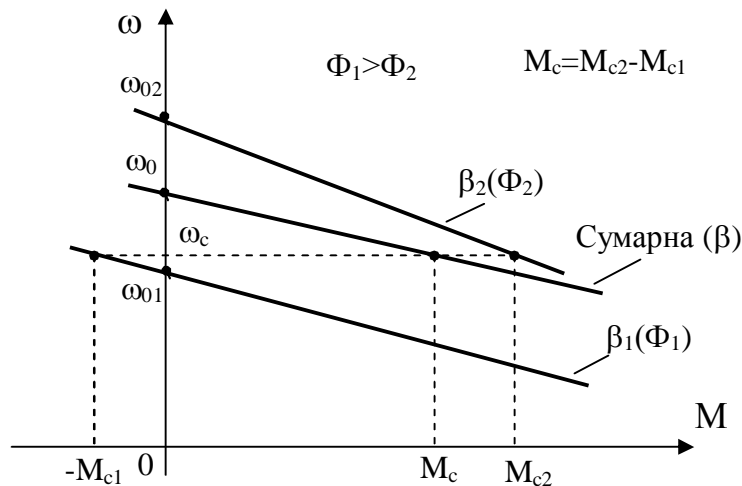


Рис.2.133.

Рівномірний розподіл моментів достатньо легко отримується в електроприводі з двигунами постійного струму з незалежним збудженням при послідовному з'єднанні обмоток якоря. Цим забезпечується однакові струми якорів двигунів і відповідно їх моментів. Корекція здійснюється зміною струму збудження окремого двигуна.

#### 2.4.2. Електропривод з електричним валом

Інколи необхідно забезпечити узгоджений рух механізмів однієї установки, які розташовані на значній відстані один від одного, наприклад, затворів шлюзів, розвідних мостів, великих токарних верстатів тощо. В цих випадках застосовуються різні схеми електричного валу при відсутності механічного зв'язку між валами декількох двигунів електропривода. Для реалізації електричного валу найчастіше використовуються асинхронні двигуни з фазними роторами:

1) В схемі зі *зрівнювальними машинами* електропривод кожного механізму складається з основних двигунів  $M_1$  та  $M_2$  будь-якого типу та зрівнювальних машин  $ЗМ_1$  та  $ЗМ_2$  у вигляді асинхронних двигунів одного типу, рис.2.134. Вали основного двигуна та зрівнювальної машини з'єднані між собою. Обмотки роторів зрівнювальних машин двох механізмів установки з'єднані між собою зустрічно. Якщо основні двигуни обертаються з однаковою швидкістю, то ЕРС роторів (2.75) зрівнювальних машин також однакові. Так як обмотки ротора увімкнені зустрічно, то струм у них не протікає і зрівнювальні машини не створюють моментів. При зміні швидкості одного з основних двигунів під дією навантаження, наприклад, при збільшенні швидкості двигуна  $M_1$ , виникає різниця ЕРС роторів зрівнювальних машин, що обумовлює протікання однакового за величиною струму роторних кіл.

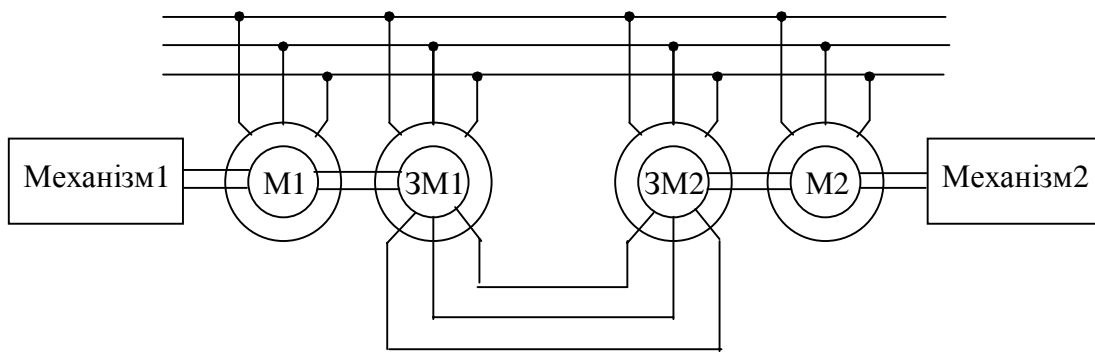


Рис.2.134.

Зрівнювальна машина  $3M_1$  створює момент гальмування, а  $3M_2$  - рушійний момент, під дією яких швидкості основних двигунів зрівнюються.

2) В схемі із загальними резисторами окремі зрівнювальні машини відсутні, а їх функції виконує одночасно основний асинхронний двигун із фазним ротором, рис.2.135.

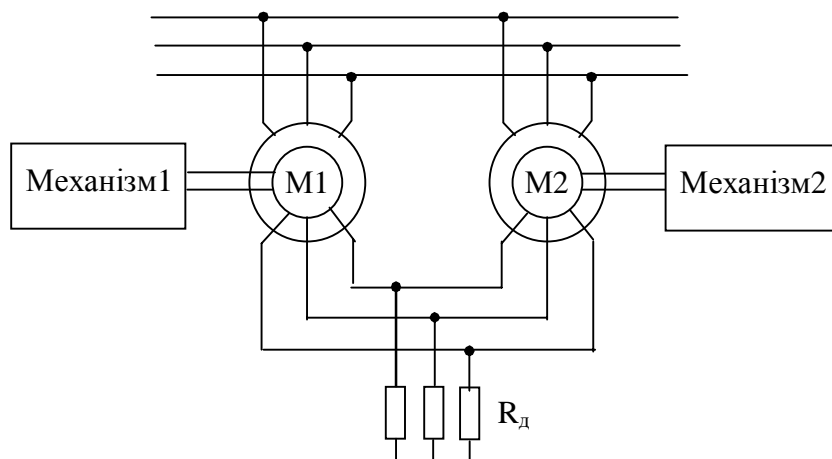


Рис.2.135.

Якщо електричний опір додаткового резистора дорівнює нулю  $R_d=0$ , то електричний вал перетворюється у два, незалежно працюючі двигуни. Ця схема електричного валу використовується при зміні статичного моменту в невеликих межах. Недоліком є погіршення ККД із-за втрат у додатковому резисторі.

### 3. ДИНАМІКА РОЗІМКНУТИХ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ

Розімкнута електромеханічна система (ЕМС) складається з електромеханічного перетворювача ЕМП та механічної частини, яка включає ротор двигуна та механізм, рис.3.1.

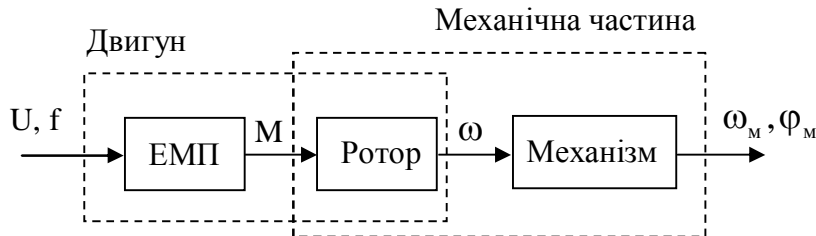


Рис.3.1.

На вхід системи поступає керуюча дія у вигляді електричних величин, якими найчастіше є напруга  $U$  чи її частота  $f$ . Виходом системи найчастіше є кутова швидкість робочого органу механізму  $\omega_m$  чи його кутове положення  $\phi_m$ . Математичний опис та властивості типових механічних частин та електромеханічних перетворювачів було розглянуто в першому та другому розділах відповідно.

Розімкнута електромеханічна система є основою для створення замкнених систем автоматичного керування електромеханічними системами та електроприводом, а також для аналізу розімкнутих систем.

#### 3.1. Узагальнена електромеханічна система з лінійною механічною характеристикою

Узагальнена електромеханічна система розглядається на базі найпоширеніших асинхронного двигуна та двигуна постійного струму з незалежним та послідовним збудженням. Керуючою дією для асинхронного двигуна є частота напруги живлення, для двигуна з незалежним збудженням – напруга якоря при незмінному струмі збудження, для двигуна з послідовним збудженням – напруга живлення. Так як вказані керуючі змінні однозначно зв’язані із швидкістю ідеального холостого ходу, то вона виступає вхідною дією для узагальненої електромеханічної системи. Робота асинхронного двигуна розглядається на прямолінійній ділянці механічної характеристики, а параметри двигуна з послідовним збудженням, позначені індексом “0”, беруться для точки лінеаризації механічної характеристики. Після вказаних припущень електромеханічний перетворювач описується відомим рівнянням, яке зв’язує швидкість ідеального холостого ходу з електромагнітним моментом

$$(1 + T_e p)M = \beta(\omega_0 - \omega), \quad (3.1.)$$

де  $T_e$  – електромагнітна стала часу;  
 $\beta$  – жорсткість механічної характеристики.

Для спрощення аналізу механічна частина представляється одномасовою розрахунковою схемою

$$Jp\omega = M - M_c$$

або

$$T_m \beta p \omega = M - M_c, \quad (3.2.)$$

де  $T_m = J/\beta$  – електромеханічна стала часу.

Вирази для параметрів рівнянь (3.1) та (3.2) приведено в табл.3.1.

Таблиця 3.1.

Тип двигуна	Параметри рівнянь			
	$\omega_0$	$\beta$	$T_e$	$T_m$
Асинхронний	$\omega_c = \frac{2\pi f_1}{p}$	$\frac{2M_k}{\omega_0 s_k}$	$\frac{1}{2\pi f_1 s_k}$	$J \frac{\omega_0 s_k}{2M_k}$
З незалежним збудженням	$\frac{U}{c\Phi}$	$\frac{(c\Phi)^2}{R_{я\Sigma}}$	$T_{я} = \frac{L_{я\Sigma}}{R_{я\Sigma}}$	$J \frac{R_{я\Sigma}}{(c\Phi)^2}$
З послідовним збудженням	$\frac{\Delta U}{c\Phi^0}$	$\frac{c\Phi^0 (c\Phi^0 + ck^0 I^0)}{R_{я\Sigma} + ck^0 \omega^0}$	$\frac{R_{я\Sigma} (\frac{1,15L_3}{R_3} + \frac{L_{я}}{R_{я}})}{R_{я\Sigma} + ck^0 \omega^0}$	$\frac{J}{\beta}$

На основі рівняння електромеханічного перетворювача ЕМП (3.1) та механічної частини МЧ (3.2) складається структурна схема розімкнутої електромеханічної системи, рис.3.2.

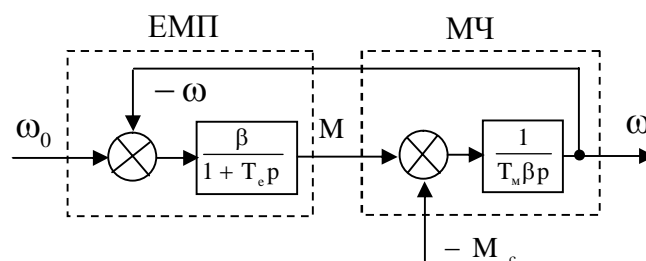


Рис.3.2.

Згідно структурної схеми ЕМП представляє собою аперіодичну ланку, в якій тривалість перехідного процесу визначається електромагнітною

сталою часу  $T_e$ . Механічна частина описується інтегруючою ланкою, динамічні властивості якої залежать від електромеханічної сталою часу  $T_m$ .

Передаточна функція електромеханічної системи за керуючою змінною має вигляд

$$W(p) = \frac{\omega(p)}{\omega_0(p)} = \frac{\frac{\beta}{1+T_e p} \frac{1}{T_m \beta p}}{1 + \frac{\beta}{1+T_e p} \frac{1}{T_m \beta p}} = \frac{1}{T_e T_m p^2 + T_m p + 1} \quad (3.3)$$

Таким чином розімкнута електромеханічна система описується ланкою другого порядку. Два корені характеристичного рівняння системи

$$T_e T_m p^2 + T_m p + 1 = 0 \quad (3.4)$$

мають значення

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2T_e} \pm \sqrt{\frac{1}{(2T_e)^2} - \frac{1}{T_e T_m}} = -\frac{1}{2T_e} \pm \frac{1}{2T_e} \sqrt{\frac{m-4}{m}}, \quad (3.5)$$

де  $m = \frac{T_m}{T_e}$  - відношення сталих часу.

В залежності від значення відношення сталих часу корні рівняння можуть бути різного типу:

$$1) \quad m = \frac{T_m}{T_e} \geq 4.$$

Корні рівняння є дійсними та від'ємними  $p_1 = -\alpha_1$ ;  $p_2 = -\alpha_2$ , тому електромеханічна система представляється добутком двох аперіодичних ланок першого порядку, що еквівалентно аперіодичній ланці другого порядку

$$W(p) = \frac{1}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}, \quad (3.6)$$

де  $T_1 = \frac{1}{|\alpha_1|}$ ,  $T_2 = \frac{1}{|\alpha_2|}$  - сталі часу аперіодичних ланок.

Перехідний процес на стрибок керуючої дії має монотонний вигляд без коливань, рис.3.3. Тривалість перехідного процесу визначається найменшим за модулем коренем. При  $m=4$  корні рівні між собою.



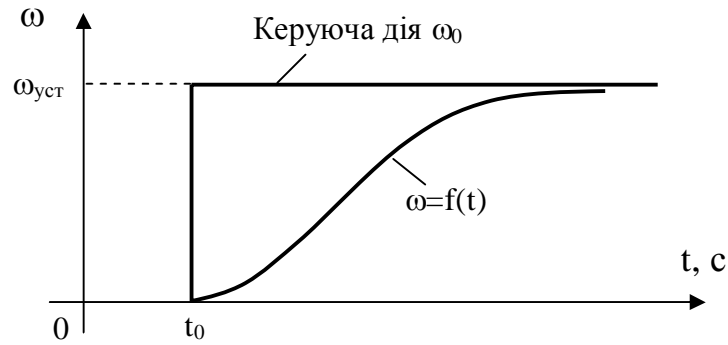


Рис.3.3.

При увімкненні в коло ротора асинхронного двигуна чи в коло якоря двигуна постійного струму додаткового резистора зменшується електромагнітна  $T_e$  та збільшується електромеханічна  $T_m$  стала часу, тому відношення сталих збільшується  $m \gg 4$ , що характерно також для механізмів із великим моментом інерції. В цьому випадку електромагнітною сталою часу можна знехтувати та замінити електромеханічний перетворювач пропорційною ланкою. Розімкнута ЕМС представляється аперіодичною ланкою першого порядку з електромеханічною сталою часу

$$W(p) = \frac{1}{1 + T_m p}. \quad (3.7)$$

Це дозволяє спростити аналіз системи, проте при синтезі замкненої ЕМС електромагнітну сталу часу  $T_e$  потрібно обов'язково враховувати.

$$2) \quad m = \frac{T_m}{T_e} < 4.$$

В цьому випадку корні рівняння є комплексно-спряжені  $p_{1,2} = -\alpha \pm j\Omega_p$ , тому розімкнута електромеханічна система представляється коливальною ланкою

$$W(p) = \frac{1}{T_1^2 p^2 + 2\xi T_1 p + 1}, \quad (3.8)$$

де  $T_1 = \sqrt{T_e T_m}$  - стала часу ланки;

$\xi = \frac{\sqrt{m}}{2} < 1$  - коефіцієнт демпфірування коливань.

Як видно з (3.8), ступінь затухання коливань залежить від відношення сталих часу. При відношенні  $m < 2$  ( $\xi < 0,71$ ) коливання починають стрімко зростати, проте до значень  $m > 0,64$  ( $\xi > 0,4$ ) система ще має достатньо високе демпфірування, рис.3.4.

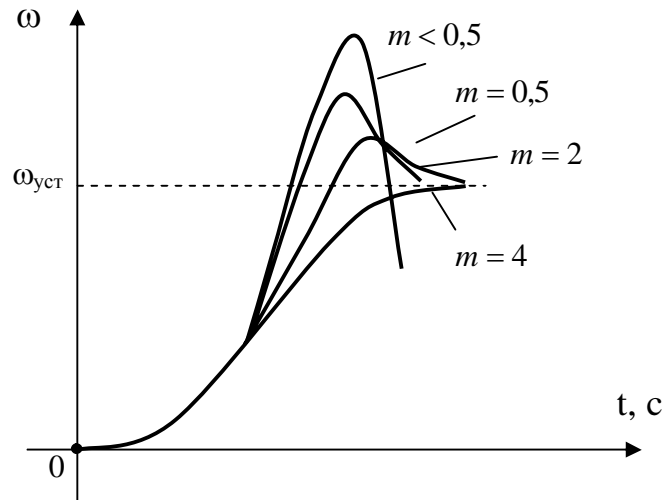


Рис.3.4.

В реальних ЕМС відношення сталих більше одиниці  $m > 1$  і для спрощення синтезу замкнених систем керування коливальна ланка (3.8) замінюється еквівалентною аперіодичною ланкою другого порядку

$$W(p) = \frac{1}{(T_1 p + 1)^2}. \quad (3.9)$$

3.2. Перехідні процеси з лінійною механічною характеристикою електромеханічної системи при незмінній швидкості ідеального холостого ходу

Перехідний процес в електромеханічній системі, який враховує електромагнітний перехідний процес в ЕМП та перехідний процес у механічній частині називається електромеханічним. Перехідні процеси при незмінній швидкості ідеального холостого ходу  $\omega_0 = \text{const}$  відбуваються при пуску, зупинці, реверсі, гальмуванні противмиканням, динамічному гальмуванні, зміні статичного моменту, зміні сумарного електричного опору кола якоря чи ротора, тобто якщо не здійснюється керування швидкістю плавною зміною частоти напруги живлення асинхронного двигуна чи напруги якоря й магнітного потоку двигуна постійного струму.

Аналіз перехідних процесів, тобто отримання залежностей швидкості, кута, моменту та струму від часу  $\omega = f(t)$ ;  $\varphi = f(t)$   $M = f(t)$ ;  $I = f(t)$ , здійснюється аналітичними методами чи шляхом моделювання

системи на ЕОМ. Аналітичні методи найчастіше застосовуються для лінійних чи лінеаризованих систем не вище 2-го порядку.

Представлена на рис.3.2 електромеханічна система з одномасовою розрахунковою схемою механічної частини описується системою двох рівнянь

$$\begin{cases} M = \beta(\omega_0 - \omega) - T_e \frac{dM}{dt} \\ M - M_c = J \frac{d\omega}{dt} \end{cases} \quad (3.10)$$

Після вирішення системи (3.10) відносно швидкості, шляхом підстановки виразу для моменту двигуна з другого рівняння у перше, отримується диференціальне рівняння 2-го порядку

$$T_e T_m \frac{d^2 \omega}{dt^2} + T_m \frac{d\omega}{dt} + \omega = \omega_0 - \frac{M_c}{\beta} = \omega_c. \quad (3.11)$$

Аналогічно отримується рівняння для моменту двигуна

$$T_e T_m \frac{d^2 M}{dt^2} + T_m \frac{dM}{dt} + M = M_c. \quad (3.12)$$

В залежності від розглянутого відношення сталих часу  $m = \frac{T_m}{T_e}$  корні рівнянь (3.11) та (3.12) можуть бути комплексно-спряженими чи дійсними:

1) При  $m < 4$  два корні є комплексно-спряженими  $p_{1,2} = -\alpha \pm j\Omega_p$ .

В цьому випадку загальне рішення диференціальних рівнянь знаходиться у вигляді

$$\omega = \omega_c + e^{-\alpha t} (A \cos \Omega_p t + B \sin \Omega_p t). \quad (3.13)$$

Невідомі коефіцієнти А та В знаходяться з початкових умов  $t=0$ ;  $\omega=\omega_{\text{поч}}$ ;  $d\omega/dt=(M-M_c)/J$ , після чого рішення (3.13) приймає вид

$$\omega = \omega_c + e^{-\alpha t} [(\omega_{\text{поч}} - \omega_c) \cos \Omega_p t + \frac{(M_{\text{поч}} - M_c) + J\alpha(\omega_{\text{поч}} - \omega_c)}{J\Omega_p} \sin \Omega_p t]. \quad (3.13)$$

Аналогічно знаходиться рішення для моменту двигуна

$$M = M_c + e^{-\alpha t} [(M_{\text{поч}} - M_c) \cos \Omega_p t + \frac{\beta(\omega_0 - \omega_{\text{поч}}) - M_{\text{поч}}(1 - \alpha T_e) - \alpha T_e M_c}{T_e \Omega_p} \sin \Omega_p t] \quad (3.14)$$

2) При  $m \geq 4$  корні є дійсними  $p_1 = -\alpha_1$ ;  $p_2 = -\alpha_2$ .

Загальне рішення диференціальних рівнянь в цьому випадку знаходиться у вигляді

$$\omega = \omega_c + Ae^{-\alpha_1 t} + Be^{-\alpha_2 t} \quad (3.15)$$

Після знаходження невідомих коефіцієнтів А та В рішення рівнянь для швидкості та моменту мають вигляд

$$\omega = \omega_c + (\omega_{\text{поч}} - \omega_c)e^{-\alpha_1 t} + \frac{(M_c - M_{\text{поч}}) - \alpha_1 J(\omega_{\text{поч}} - \omega_c)}{\alpha_2 J} e^{-\alpha_2 t}; \quad (3.16)$$

$$M = M_c + (M_c - M_{\text{поч}})e^{-\alpha_1 t} + \frac{M_{\text{поч}} - \beta(\omega_0 - \omega_{\text{поч}}) - \alpha_1 T_e (M_{\text{поч}} - M_c)}{\alpha_2 T_e} e^{-\alpha_2 t} \quad (3.17)$$

Якщо двигун працює на реостатній характеристиці, то можна знехтувати електромагнітною сталою часу  $T_e = 0$ . Після підстановки значень коренів  $p_1 = -\alpha_1 = -1/T_m$ ;  $p_2 = -\alpha_2 = -1/T_e = -\infty$  у (3.16) та (3.17) вирази для швидкості та моменту приймають значно простіший вид

$$\omega = \omega_c + (\omega_{\text{поч}} - \omega_c)e^{-\frac{t}{T_m}}; \quad (3.18)$$

$$M = M_c + (M_{\text{поч}} - M_c)e^{-\frac{t}{T_m}}. \quad (3.19)$$

Якщо взяти похідну від швидкості (3.18), то отримається закон зміни прискорення під час перехідного процесу

$$\frac{d\omega}{dt} = \varepsilon = \frac{\omega_c - \omega_{\text{поч}}}{T_m} e^{-\frac{t}{T_m}} = \varepsilon_{\text{поч}} e^{-\frac{t}{T_m}}. \quad (3.20)$$

Як видно з (3.20), прискорення під час перехідного процесу зменшується за експонентою, що обумовлено зменшенням динамічного моменту. Якби прискорення було незмінним, то перехідний процес завершувався за час рівний електромеханічній сталій часу  $T_m$ .

Вирази (3.13), (3.14) та (3.16)-(3.19) дозволяють аналітично розрахувати перехідні процеси швидкості та моменту для будь-яких параметрів ЕМС та початкових умов. Найбільш типові перехідні процеси електромеханічних систем наступні:

1) Накидання навантаження (ударне навантаження);

Двигун працює на природній механічній характеристиці з початковим статичним моментом  $M_{\text{поч}}=M_{\text{споч}}$  та початковою швидкістю  $\omega_{\text{поч}}=\omega_{\text{споч}}$ . В певний момент часу статичний момент збільшується стрибком до значення  $M_c$ , тому статична швидкість зменшується до величини  $\omega_c$ , рис.3.5. Якщо відношення сталих часу  $m < 4$ , то перехідні процеси розраховуються за рівняннями (3.13) та (3.14) і мають коливальний характер. При збільшенні стрибком статичного моменту швидкість зменшується, що веде до збільшення моменту двигуна, рис.3.2. Проте із-за електромагнітної інерції, величина якої визначається сталою часу  $T_e$ , момент двигуна збільшується не стрибком, тому швидкість встигає зменшитися нижче статичної швидкості  $\omega_c$  при досягненні моментом значення статичного моменту  $M_c$ . Після декількох коливань момент та швидкість двигуна досягають усталених значень.

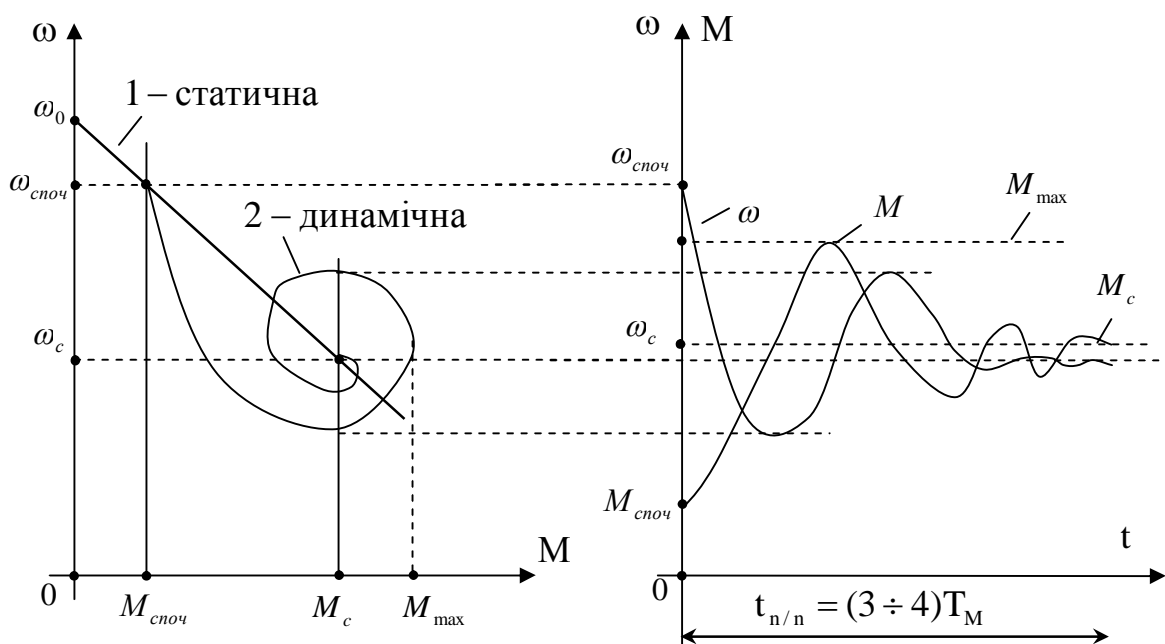


Рис.3.5.

Таким чином ударне навантаження із-за електромагнітної інерції зменшує швидкість нижче статичної швидкості, що може порушити технологічний процес. На рис.3.5, крім статичної механічної характеристики 1, побудована на основі графіків перехідних процесів динамічна механічна характеристика 2.

2) Реверс при активному статичному моменті;

Для зменшення струму під час реверсу в коло якоря чи ротора двигуна включається додатковий резистор, тому розрахунок перехідного

процесу можна здійснювати за спрощеними рівняннями (3.18), (3.19). Початкові значення швидкості та моменту у рівняннях дорівнюють  $\omega_{\text{поч}} = \omega_{c1}$ ,  $M_{\text{поч}} = -M_1$ , а усталені:  $\omega_c = -\omega_{c5}$ ,  $M_c = M_c$ . При реверсі робоча точка переходить з положення 1 у положення 5. В точці зупинки 3 момент дорівнює пусковому, а точці 4 – нулю, рис.3.6.

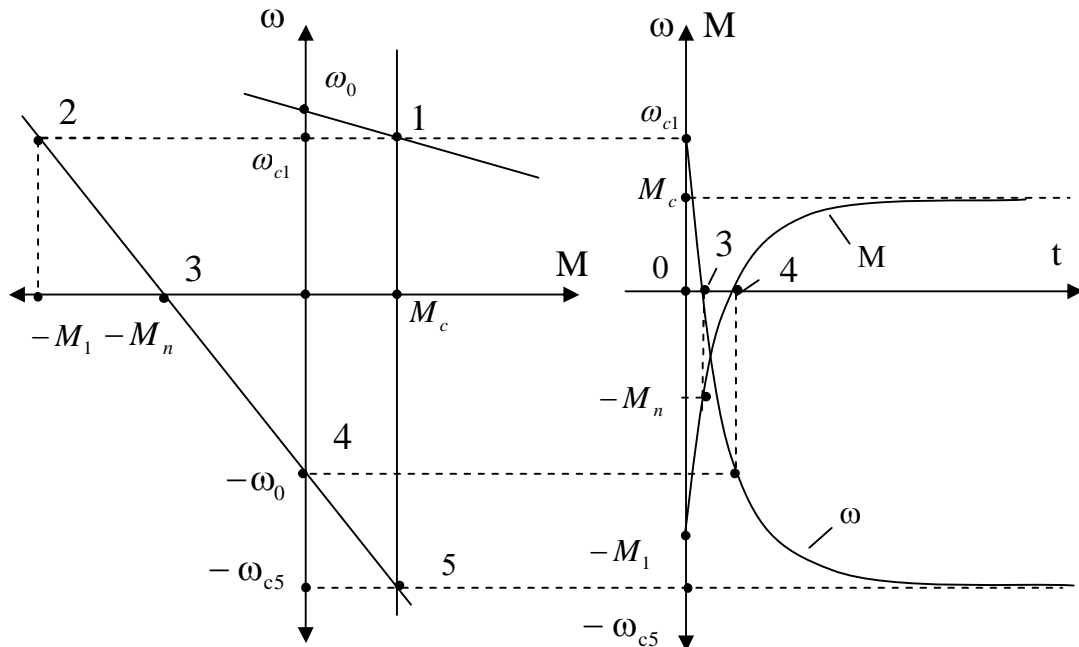


Рис.3.6.

### 3) Реверс при реактивному статичному моменті;

В даному випадку статичний момент змінює знак при зміні знаку швидкості, тому весь перехідний процес розділяється на дві ділянки, рис.3.7. На *першій* ділянці розглядається перехідний процес до зупинки системи. При цьому процес не відрізняється від розглянутого процесу при активному моменті:  $\omega_{\text{поч}} = \omega_{c1}$ ,  $M_{\text{поч}} = -M_1$ , але усталені значення швидкості та моменту, які підставляються у вирази (3.18) та (3.19), є фіктивними:  $\omega_c = -\omega_{c5}$ ,  $M_c = M_c$ . На *другій* ділянці здійснюється розгін у протилежному напрямку, проте з меншим прискоренням, так як динамічний момент за модулем робиться меншим. Початкове значення швидкості дорівнює нулю  $\omega_{\text{поч}} = 0$ , а моменту - пусковому  $M_{\text{поч}} = -M_{\text{п}}$ . Усталені значення дорівнюють  $\omega_c = -\omega_{c3}$ ,  $M_c = -M_c$ .

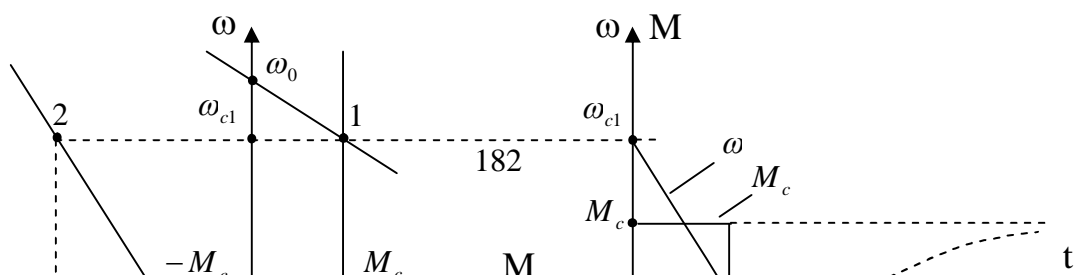


Рис.3.7.

4) Динамічне гальмування при активному статичному моменті;  
 Під час перехідного процесу робоча точка перейде з положення 1 у 2,  
 рис.3.8. Початкове значення швидкості та моменту дорівнюють  $\omega_{\text{поч}} = \omega_{c1}$ ,  
 $M_{\text{поч}} = -M_1$ , а усталені  $\omega_c = -\omega_{c2}$ ,  $M_c = M_c$ .

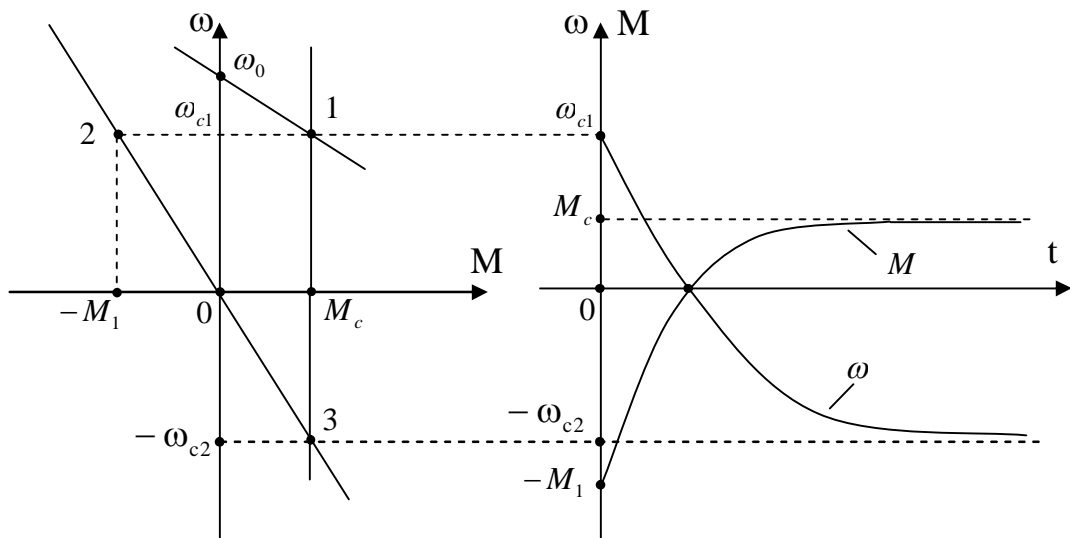


Рис.3.8.

Зупинка здійснюється в початку координат на площині механічних характеристик, тому графіки перехідних процесів швидкості та моменту перетинаються в одній точці на осі абсцис.

5) Динамічне гальмування при реактивному статичному моменті;  
 При реактивному статичному моменті система переміщується з робочої точки 1 у початок координат на площині механічних характеристик, де остаточно зупиняється, рис.3.9. Для розрахунку

перехідного процесу підставляються ті ж самі значення швидкості та моменту, як і для випадку з активним статичним моментом, але їх усталені значення в точці 3 є фіктивними. Обчислення завершуються після зупинки системи.

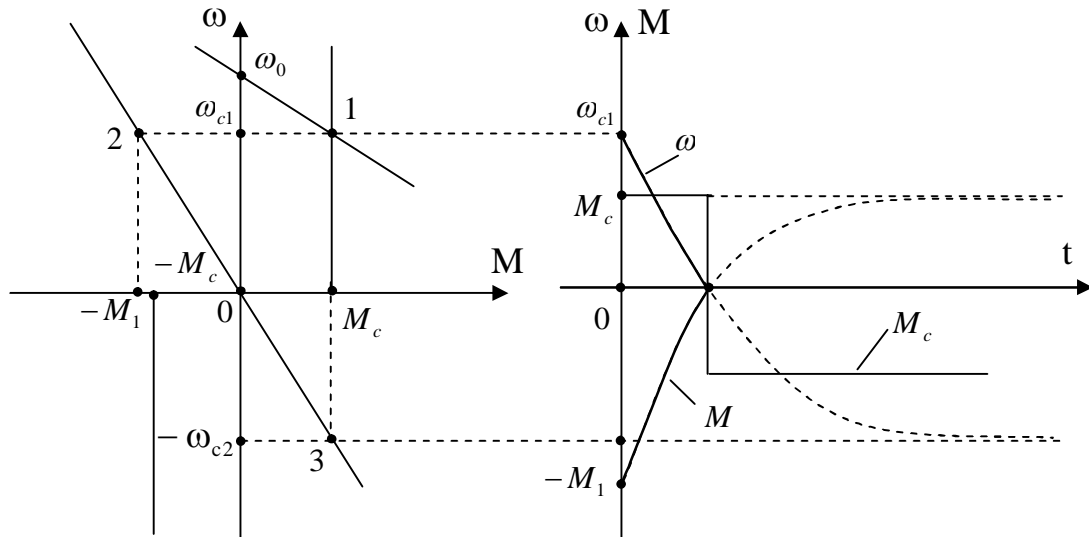


Рис.3.9.

б) Збільшення стрибком електричного опору кола якоря чи ротора;  
 При збільшенні електричного опору  $R_d$  робоча точка переміститься з положення 1 у 3, рис.3.10. Початкові значення швидкості та моменту дорівнюють  $\omega_{\text{поч}} = \omega_{c1}$ ,  $M_{\text{поч}} = M_1$ , а усталені  $\omega_c = \omega_{c2}$ ,  $M_c = M_c$ .

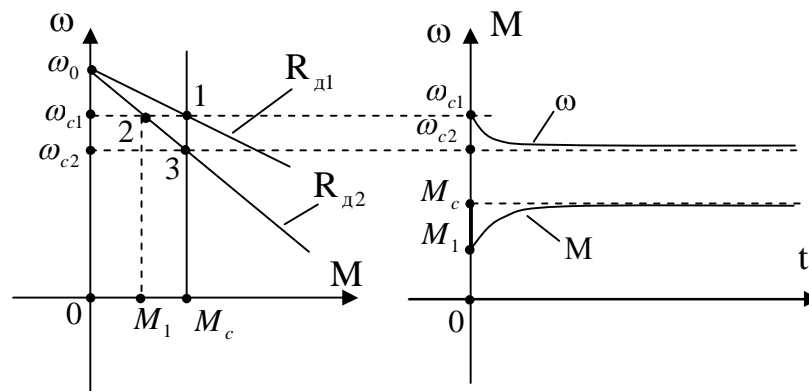


Рис.3.10.

7) Збільшення стрибком швидкості ідеального холостого ходу;  
 Збільшення стрибком швидкості від значення  $\omega_{01}$  до  $\omega_{02}$  здійснюється збільшенням стрибком частоти напруги живлення для асинхронного двигуна та напруги якоря для двигуна постійного струму. Робоча точка



переходить із положення 1 у 3, рис.3.11. Початкове значення швидкості та моменту дорівнюють  $\omega_{\text{поч}} = \omega_{c1}$ ,  $M_{\text{поч}} = M_1$ , а усталені  $\omega_c = \omega_{c2}$ ,  $M_c = M_c$ .

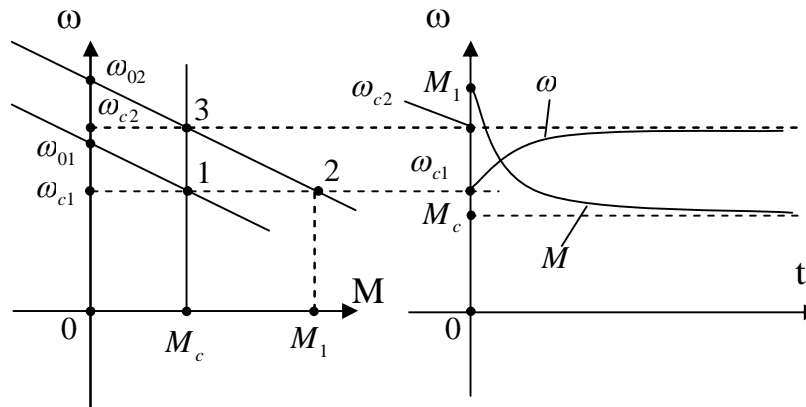


Рис.3.11.

#### 8) Реостатний пуск двигуна;

Кількість ступенів пускового реостата в колі ротора асинхронного двигуна чи якоря двигуна постійного струму визначається технологічними вимогами. Чим більше ступенів, тим у менших межах під час перехідного процесу змінюється момент двигуна, забезпечуючи більш стале прискорення механізму під час пуску. Пускова діаграма для двох ступенів представлена на рис.3.12.

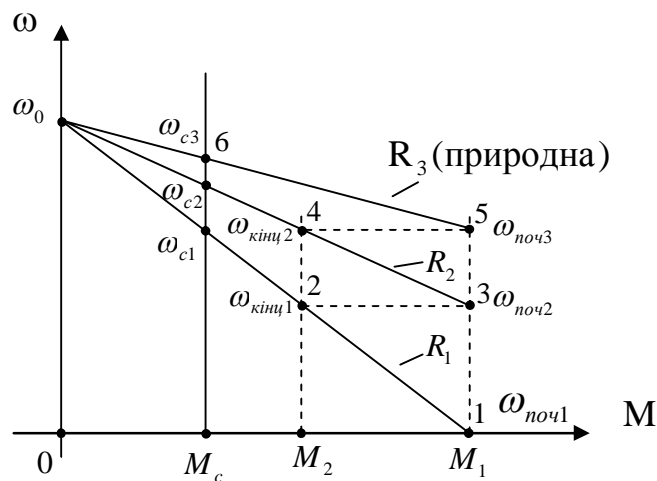


Рис.3.12.

Пуск проходить у три етапи. На *першому* етапі здійснюється розгін із точки 1 до точки 2 на першій ступені з повним опором у колі  $R_1 = R_{\text{я}} + R_{\text{д}2} + R_{\text{д}1}$ . Початкове значення швидкості та моменту дорівнюють  $\omega_{\text{поч}1} = 0$ ,  $M_{\text{поч}} = M_1$ , а усталені  $\omega_c = \omega_{c1}$ ,  $M_c = M_c$ . Обчислення завершуються при досягненні у точці 2 швидкості  $\omega_{\text{кінц}1}$  чи моменту перемикавання  $M_2$  або розрахункового часу роботи ступені  $t_1$ . На

другому етапі після перемикання продовжується розгін із точки 3 до точки 4 на другій ступені з електричним опором в колі  $R_2 = R_{\text{я}} + R_{\text{д}2}$ . Початкове значення швидкості та моменту дорівнюють  $\omega_{\text{поч}2} = \omega_{\text{кінц}1}$ ,  $M_{\text{поч}} = M_1$ , а усталені  $\omega_{\text{с}} = \omega_{\text{с}2}$ ,  $M_{\text{с}} = M_{\text{с}}$ . Обчислення в даному випадку завершуються при досягненні у точці 4 швидкості  $\omega_{\text{кінц}2}$  чи моменту перемикання  $M_2$  або розрахункового часу роботи ступені  $t_2$ . На останньому *третьому* етапі продовжується розгін із точки 5 до точки 6 усталеної роботи на природній характеристиці з електричним опором у колі  $R_3 = R_{\text{я}}$ . Початкове значення швидкості та моменту дорівнюють  $\omega_{\text{поч}3} = \omega_{\text{кінц}2}$ ,  $M_{\text{поч}} = M_1$ , а усталені  $\omega_{\text{с}} = \omega_{\text{с}3}$ ,  $M_{\text{с}} = M_{\text{с}}$ . Обчислення в даному випадку завершуються при досягненні значень швидкості  $(0,95-0,98)\omega_{\text{с}3}$  чи моменту  $(1,02-1,05)M_{\text{с}}$  від усталених або розрахункового часу  $t_3$ , рис.3.13.

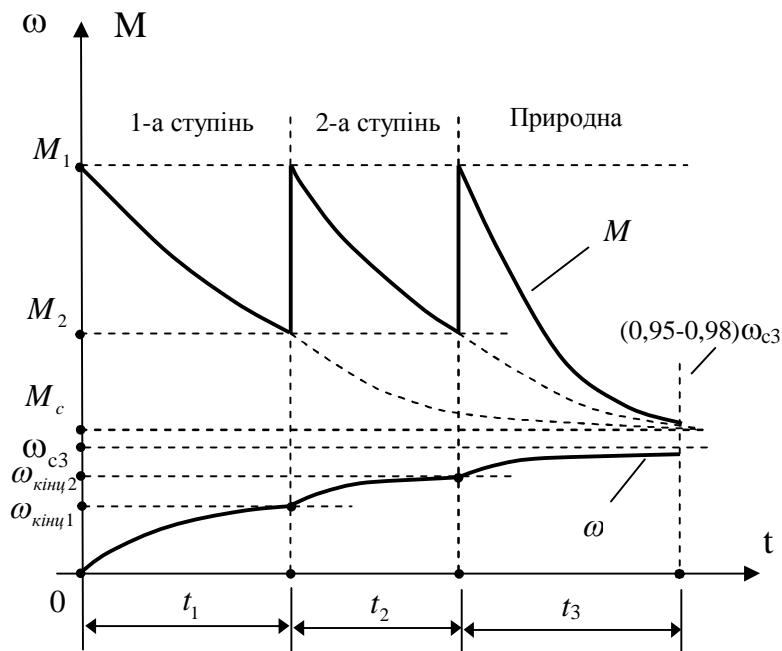


Рис.3.13.

Час роботи на кожному етапі визначається за значеннями швидкості

$$t_i = T_{\text{Mi}} \ln \frac{\omega_{\text{поч}i} - \omega_{\text{с}i}}{\omega_{\text{кінц}i} - \omega_{\text{с}i}} \quad (3.21)$$

чи моменту

$$t_i = T_{\text{Mi}} \ln \frac{M_1 - M_{\text{с}}}{M_2 - M_{\text{с}}} \quad (3.22)$$

При визначенні часу перехідного процесу на природній характеристиці у вирази (3.21) та (3.22) підставляються значення  $\omega_{\text{кінц}i} = (0,95-0,98)\omega_{\text{с}i}$  та

$M_2=(1,02-1,05)M_c$  відповідно. Під час пуску жорсткість механічних характеристик  $\beta_i$  при перемиканні збільшується, тому електромеханічна стала часу зменшується

$$T_{Mi} = \frac{J}{\beta_i}, \quad (3.23)$$

а отже, зменшується згідно (3.22) час роботи кожної ступені для досягнення моменту перемикання  $M_2$ .

### 3.3. Поняття про оптимальні перехідні процеси електромеханічної системи

Серед багатьох можливих траєкторій руху електропривода під час перехідного процесу необхідно сформулювати такі, які найбільш повно задовольняють технологічні вимоги, наприклад, це може бути забезпечення максимальної швидкодії, мінімальних втрат енергії, максимальної корисної роботи тощо. Ці вимоги, записані у вигляді математичних залежностей, називаються критеріями оптимальності, а перехідні процеси, що їх задовольняють – оптимальними. Оптимальні закони руху реалізуються за допомогою замкнених систем керування ЕМС та ЕП й пов'язані з різного роду обмеженнями. Найчастіше необхідно змінити швидкість від початкового  $\omega_{\text{поч}}$  до кінцевого  $\omega_{\text{кінц}}$  значення за мінімальний час при обмеженні моменту, прискорення чи ривка двигуна.

#### 3.3.1. Оптимальні перехідні процеси за швидкістю з обмеженням моменту двигуна

Для забезпечення максимальної швидкодії момент двигуна повинен під час усього перехідного процесу мати незмінне максимально-допустимого значення  $M=M_{\text{доп}}$ . Якщо статичний момент має постійне значення  $M_c=\text{const}$ , то динамічний момент також незмінний і згідно пункту 1.6.2.1 рух здійснюється рівноприскорено. Так як динамічний момент при розгоні системи  $M_{\text{дин1}}=M_{\text{доп}}-M_c$  менший за модулем від динамічного моменту при сповільненні  $M_{\text{дин2}}=-M_{\text{доп}}-M_c$ , то й прискорення менше за модулем від сповільнення

$$\varepsilon_{\text{п}} = \left| \frac{M_{\text{дин1}}}{J} \right| < \varepsilon_{\text{с}} = \left| \frac{M_{\text{дин2}}}{J} \right|. \quad (3.24)$$

Таким чином прискорення та сповільнення при обмеженні моменту двигуна залежить від величини статичного моменту. Якщо  $M_{c1} < M_{c2}$ , то прискорення  $\varepsilon_{\text{п1}}$  при статичному моменті  $M_{c1}$  буде більше за прискорення  $\varepsilon_{\text{п2}}$  при  $M_{c2}$ , а отже й час перехідного процесу для досягнення кінцевої

швидкості  $\omega_{\text{кінц}}$  буде менше  $t_{\text{п1}} < t_{\text{п2}}$ , проте при сповільненні все навпаки  $\varepsilon_{\text{с1}} < \varepsilon_{\text{с2}}$ , а  $t_{\text{с1}} > t_{\text{с2}}$ , рис.3.14.

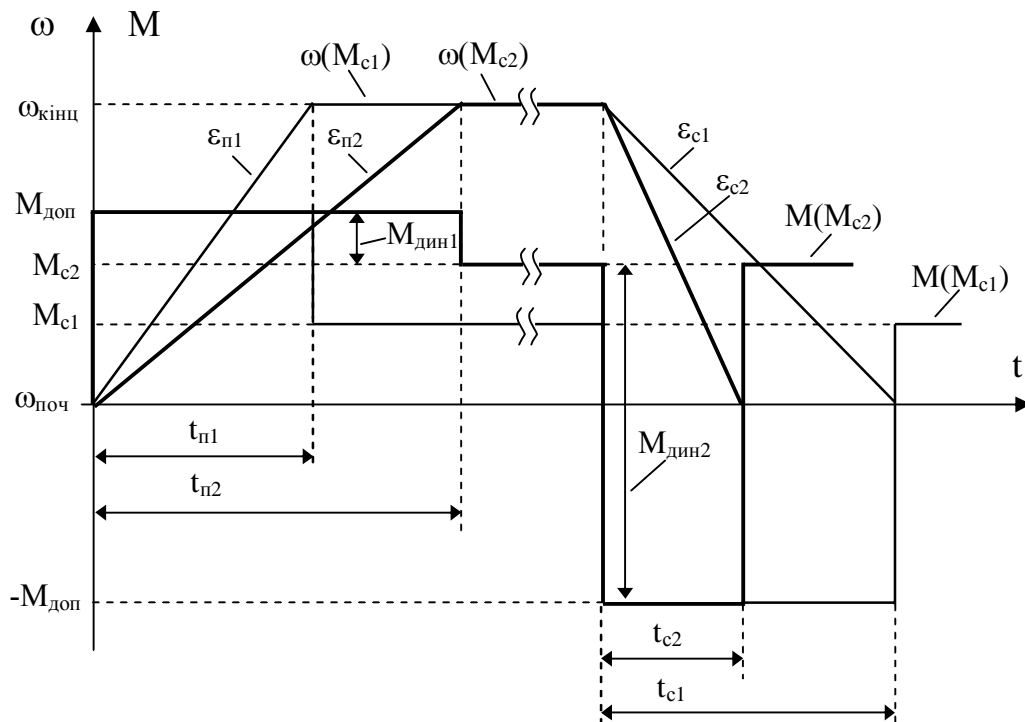


Рис.3.14.

### 3.3.2. Оптимальні перехідні процеси за швидкістю з обмеженням прискорення

Для ряду механізмів перехідні процеси повинні протікати при обмеженні прискорення двигуна  $\varepsilon \leq \varepsilon_{\text{доп}}$ . Наприклад, прискорення кабіни ліфта не повинно перевершувати  $a = 1,5 \text{ м/с}^2$  для комфортного самопочуття пасажирів. В таких випадках умовою мінімального часу перехідних процесів є підтримка незмінного прискорення на рівні максимально-допустимого  $\varepsilon = \varepsilon_{\text{доп}}$  при будь-яких значеннях статичного моменту  $M_{\text{с}} = \text{var}$ . Для цього момент двигуна визначається наступним виразом

$$M = J_{\Sigma} \varepsilon_{\text{доп}} + M_{\text{с}}. \quad (3.25)$$

Необхідно враховувати, що сумарний момент інерції  $J_{\Sigma}$  у виразі (3.25) також може змінюватися, наприклад, у випадку з кабіною ліфта. На рис.3.15 представлено графіки перехідних процесів пуску при різних значеннях статичного моменту та моменту інерції.

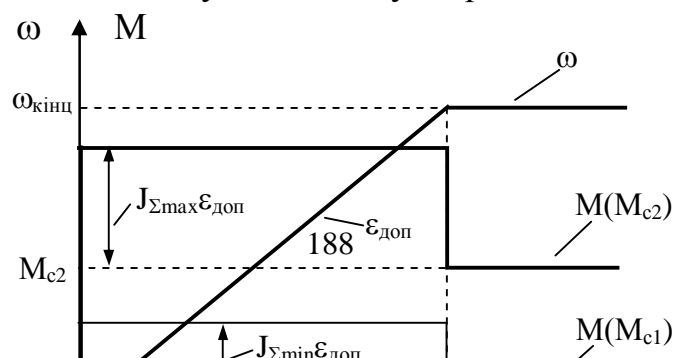


Рис.3.15.

### 3.3.3. Оптимальні перехідні процеси за швидкодією з обмеженням моменту та ривка

Для багатьох механізмів, крім обмеження моменту, висуваються умови по обмеженню ривка. Це забезпечує підвищення плавності перехідних процесів, особливо механізмів із пружними зв'язками, бо ривком називається похідна від прискорення. З рівняння руху при незмінному статичному моменті видно, що момент двигуна повинен змінюватися за лінійним законом

$$\rho = \frac{d\varepsilon}{dt} = \frac{d^2\omega}{dt^2} = \frac{1}{J} \frac{dM}{dt}. \quad (3.26)$$

Введення додаткового обмеження за ривком зменшує швидкодію в порівнянні з обмеженням тільки моменту, рис.3.16.

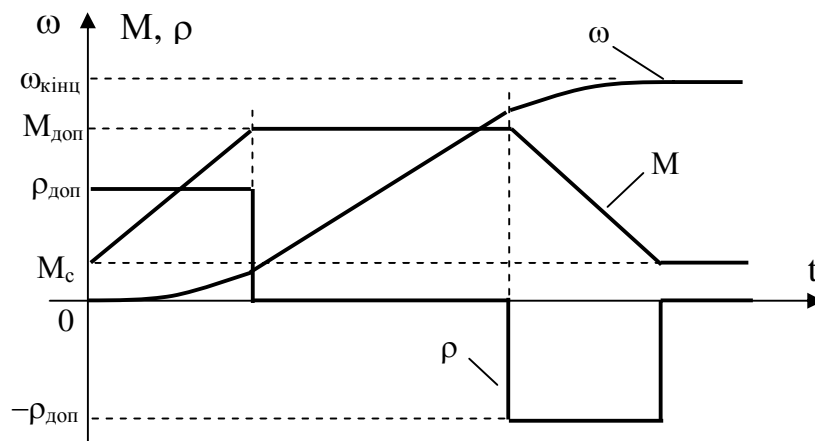


Рис.3.16.

### 3.4. Електромеханічні перехідні процеси під час плавної зміни керуючої дії

При живленні двигуна від перетворювача можна керуючу дію електромеханічної системи - швидкість ідеального холостого ходу  $\omega_0$  змінювати не стрибком, а плавно шляхом відповідної зміни частоти чи напруги живлення. Це дозволяє формувати близькі до оптимальних перехідні процеси, обмежувати момент та струм, зменшувати негативний вплив на перехідні процеси пружних механічних зв'язків та зазорів. Найчастіше сигнал керування задається в часі за лінійним законом

$$\omega_0 = \omega_{0\text{поч}} + \varepsilon_3 t, \quad (3.27)$$

де  $\omega_{0\text{поч}}$  – початкова швидкість ідеального холостого ходу;  
 $\varepsilon_3$  – задане кутове прискорення.

Після підстановки (3.27) у рівняння руху системи (3.11) останнє приймає вигляд

$$T_e T_m \frac{d^2 \omega}{dt^2} + T_m \frac{d\omega}{dt} + \omega = \omega_0 + \varepsilon_3 t - \frac{M_c}{\beta}. \quad (3.28)$$

Якщо відношення сталих часу  $m = T_m / T_e > 2$ , то вплив електромагнітної сталої  $T_e$  на хід перехідного процесу при плавній зміні сигналу керування не суттєве, тому нею можна знехтувати й рівняння (3.28) спрощується

$$T_m \frac{d\omega}{dt} + \omega = \omega_0 + \varepsilon_3 t - \Delta\omega_c, \quad (3.29)$$

де  $\Delta\omega_c = M_c / \beta$  – статичне падіння швидкості.

Розв'язок рівняння (3.29) складається із загального та часткового  $\omega = \omega' + \omega''$ , що обумовлюють вільну та вимушену складові руху системи, причому часткове рішення знаходиться у вигляді  $\omega'' = A + Bt$ , так як права частина рівняння лінійно залежить від часу. Після знаходження невідомих коефіцієнтів при початкових умовах  $t=0$ ,  $\omega = \omega_{0\text{поч}}$  закон зміни швидкості остаточно має наступний вигляд

$$\omega = (\omega_{0\text{поч}} - \omega_{0\text{поч}} + T_m \varepsilon_3 + \Delta\omega_c) e^{-\frac{t}{T_m}} + (\omega_{0\text{поч}} + \varepsilon_3 t - T_m \varepsilon_3 - \Delta\omega_c). \quad (3.30)$$

Диференціальне рівняння для моменту (3.12) з урахуванням нехтування сталої  $T_e$  та наявності динамічного моменту має вигляд

$$T_M \frac{dM}{dt} + M = M_c + J\varepsilon_3. \quad (3.31)$$

й при початкових умовах  $t=0$ ,  $M=M_{\text{поч}}$  має наступне рішення

$$M = (M_{\text{поч}} - M_c - J\varepsilon_3)e^{-\frac{t}{T_M}} + (M_c + J\varepsilon_3). \quad (3.32)$$

З виразів (3.30) та (3.32) видно, що після згасання вільної складової перехідного процесу приблизно за час  $t=(3-4)T_M$  (перші складові виразів) настає усталений динамічний режим. При цьому момент двигуна має незмінне усталене значення (друга складова виразу (3.32))

$$M_{\text{уст}} = M_c + J\varepsilon_3, \quad (3.33)$$

що забезпечує лінійний закон зміни швидкості (друга складова виразу (3.30))

$$\omega = \omega_{0\text{поч}} + \varepsilon_3 t - T_M \varepsilon_3 - \Delta\omega_c = (\omega_{0\text{поч}} + \varepsilon_3 t) - \Delta\omega_\Sigma. \quad (3.34)$$

Як видно, швидкість повторює сигнал завдання (3.27), проте відрізняється від нього на сумарну похибку

$$\Delta\omega_\Sigma = T_M \varepsilon_3 + \Delta\omega_c, \quad (3.35)$$

яка складається з динамічної похибки

$$\Delta\omega_d = T_M \varepsilon_3 \quad (3.36)$$

та статичної похибки

$$\Delta\omega_c = \frac{M_c}{\beta}. \quad (3.37)$$

Динамічна похибка (3.36) тим більша, чим більші електромеханічна стала часу  $T_M$  та задане прискорення системи  $\varepsilon_3$ . Статична похибка збільшується із збільшенням статичного моменту  $M_c$  та зменшенням жорсткості механічної характеристики  $\beta$ .

Типові перехідні процеси наступні:

1) *Пуск при реактивному статичному моменті.* Перехідні процеси швидкості й моменту та відповідні механічні характеристики представлено на рис.3.17. Керуюча дія від нуля плавно наростає за прямолінійним законом  $\omega_0=\varepsilon_3 t$  до значення  $\omega_{0н}$ , після чого залишається

незмінною. Перехідний процес складається з етапів, позначених римськими цифрами I-IV.

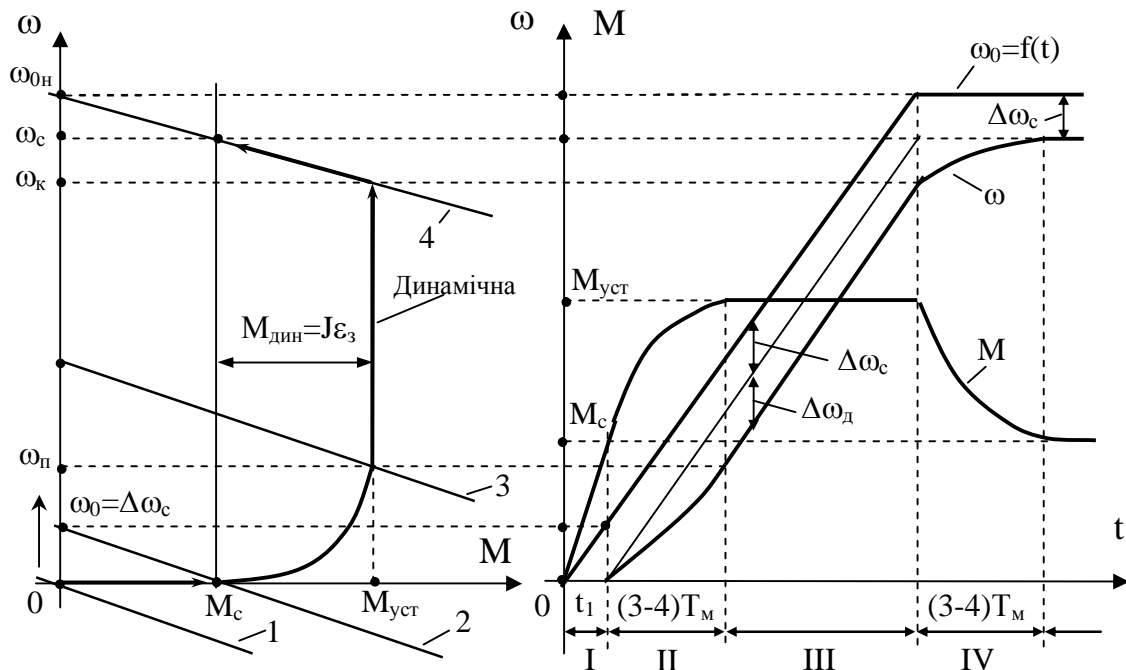


Рис.3.17.

Перший етап починається збільшенням керуючої дії від нульового значення  $\omega_0=0$ , що відповідає паралельному переміщенню вгору статичної механічної характеристики, починаючи з характеристики 1, яка проходить через початок координат. При цьому проходить наростання моменту двигуна за законом

$$M = \beta \omega_0 = \beta \epsilon_3 t, \quad (3.38)$$

проте система залишається нерухомою, поки момент двигуна не досягне величини статичного моменту  $M=M_c$ , тобто поки механічна характеристика 2 не перетне вісь абсцис у точці статичного моменту  $M_c$ . При цьому керуюча дія буде дорівнювати статичному падінню швидкості на механічній характеристиці  $\omega_0=\Delta\omega_c=M_c/\beta$ . З виразу (3.38) знаходиться час затримки початку руху

$$t_1 = \frac{M_c}{\beta \epsilon_3} = \frac{\Delta\omega_c}{\epsilon_3}, \quad (3.39)$$

На другому етапі починається електромеханічний перехідний процес, який розраховується за формулами (3.30), (3.32) при початкових значеннях  $\omega_{поч}=0$ ,  $\omega_{0поч}=\Delta\omega_c$ ,  $M_{поч}=M_c$ ,  $t=t_1$ . Швидкість та момент збільшуються за експонентою поки не затухне вільна складова перехідного процесу за час  $t=(3-4)T_M$ . По завершенню етапу момент двигуна досягає усталеного



значення  $M_{уст} = M_c + J\varepsilon_3$ , а швидкість значення  $\omega = \omega_n$ , яким відповідає механічна характеристика 3.

*Третій* етап характеризується усталеним динамічним процесом, який проходить під дією незмінного моменту двигуна  $M_{уст}$ . Швидкість прямолінійно наростає за законом (3.34), поки не досягне значення  $\omega = \omega_k$  на механічній характеристиці 4. Рух відбувається із сумарною похибкою за швидкістю (3.35). Керуюча дія в кінці етапу досягає усталеного значення  $\omega_0 = \omega_{0н}$  і вже не змінюється.

*Четвертий* етап починається з припинення зміни керуючої дії, що обумовлює виникнення електромеханічного перехідного процесу, який обчислюється за формулами (3.30), (3.32) при початкових значеннях  $\omega_{поч} = \omega_k$ ,  $\omega_{0поч} = \omega_{0н}$ ,  $M_{поч} = M_{уст}$ . Швидкість та момент змінюються за експонентою поки не затухне вільна складова перехідного процесу за час  $t = (3-4)T_m$ . По завершенню етапу момент двигуна зменшується до значення статичного моменту  $M = M_c$ , а швидкість збільшується до величини статичної швидкості  $\omega = \omega_c$  на механічній характеристиці 4. Після цього перехідний процес завершується і система переходить у статичний режим. На основі перехідного процесу побудована й представлена на рис.3.17 динамічна механічна характеристика електромеханічної системи.

2) *Реверс при активному статичному моменті*. Перехідні процеси швидкості й моменту та відповідні механічні характеристики представлено на рис.3.18. Реверс здійснюється плавним зменшенням керуючої дії за законом

$$\omega_0 = \omega_{0н} - \varepsilon_3 t \quad (3.40)$$

від додатного значення  $\omega_0 = \omega_{0н}$  до від'ємного значення  $\omega_0 = -\omega_{0н}$ , після чого вона залишається незмінною. Перехідний процес складається з етапів, позначених римськими цифрами I-III.

*Перший* етап починається електромеханічним перехідним процесом із робочої точки 1 на механічній характеристиці 1 й розраховується за формулами (3.30), (3.32) при початкових значеннях  $\omega_{поч} = \omega_{c1}$ ,  $\omega_{0поч} = \omega_{0н}$ ,  $M_{поч} = M_c$ . На початку процесу швидкість відрізняється від заданої на величину статичної похибки  $\Delta\omega_c$ , а потім разом з моментом зменшуються за експонентою поки не затухне вільна складова перехідного процесу за час  $t = (3-4)T_m$ . По завершенню етапу момент двигуна досягає усталеного значення  $M_{уст} = M_c - J\varepsilon_3$ , а швидкість значення  $\omega = \omega_n$ , яким відповідає точка 2 на динамічній характеристиці.

*Другий* етап характеризується усталеним динамічним процесом, який проходить під дією незмінного моменту двигуна  $M_{уст}$ . Швидкість прямолінійно спадає за законом (3.40), змінюючи напрям, поки не досягне значення  $\omega = -\omega_k$  на механічній характеристиці 3.

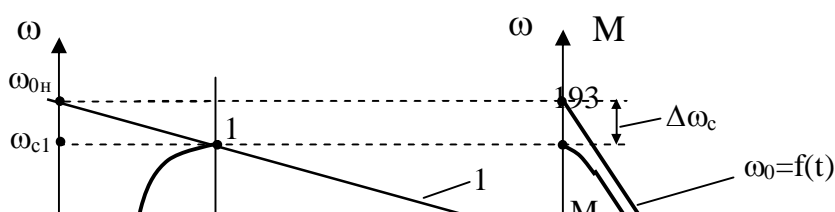


Рис.3.18.

Так як після зупинки на механічній характеристиці 2 швидкість двигуна за модулем більша за швидкість ідеального холостого ходу  $|\omega| > |\omega_0|$ , то розгін у протилежному напрямку відбувається в режимі рекуперативного гальмування. Рух на всьому другому етапі відбувається із сумарною похибкою за швидкістю меншою від статичної похибки, бо прискорення має від'ємний знак

$$\Delta\omega_{\Sigma} = \Delta\omega_c - T_m \varepsilon_3. \quad (3.41)$$

Керуюча дія в кінці етапу досягає усталеного значення  $\omega_0 = -\omega_{0н}$  і вже не змінюється.

*Третій* етап починається з електромеханічного перехідного процесу, який обчислюється за формулами (3.30), (3.32) при початкових значеннях  $\omega_{поч} = -\omega_k$ ,  $\omega_{0поч} = -\omega_{0н}$ ,  $M_{поч} = M_{уст}$ . Швидкість та момент збільшуються за експонентою поки не затухне вільна складова перехідного процесу за час  $t = (3-4)T_m$ . Момент двигуна досягає значення статичного моменту  $M = M_c$ , а швидкість - статичної швидкості  $\omega = -\omega_{c2}$ . Після цього перехідний процес завершується і система переходить в статичний режим у робочій точці 3 на механічній характеристиці 3.

В залежності від значень  $T_m$ ,  $\varepsilon_3$ ,  $M_c$  сумарна похибка за швидкістю (3.41) може бути не тільки додатною, як на рис.3.18, а й рівною нулю чи

від'ємною, що відповідає нульовому чи від'ємному значенню моменту двигуна, рис.3.19.

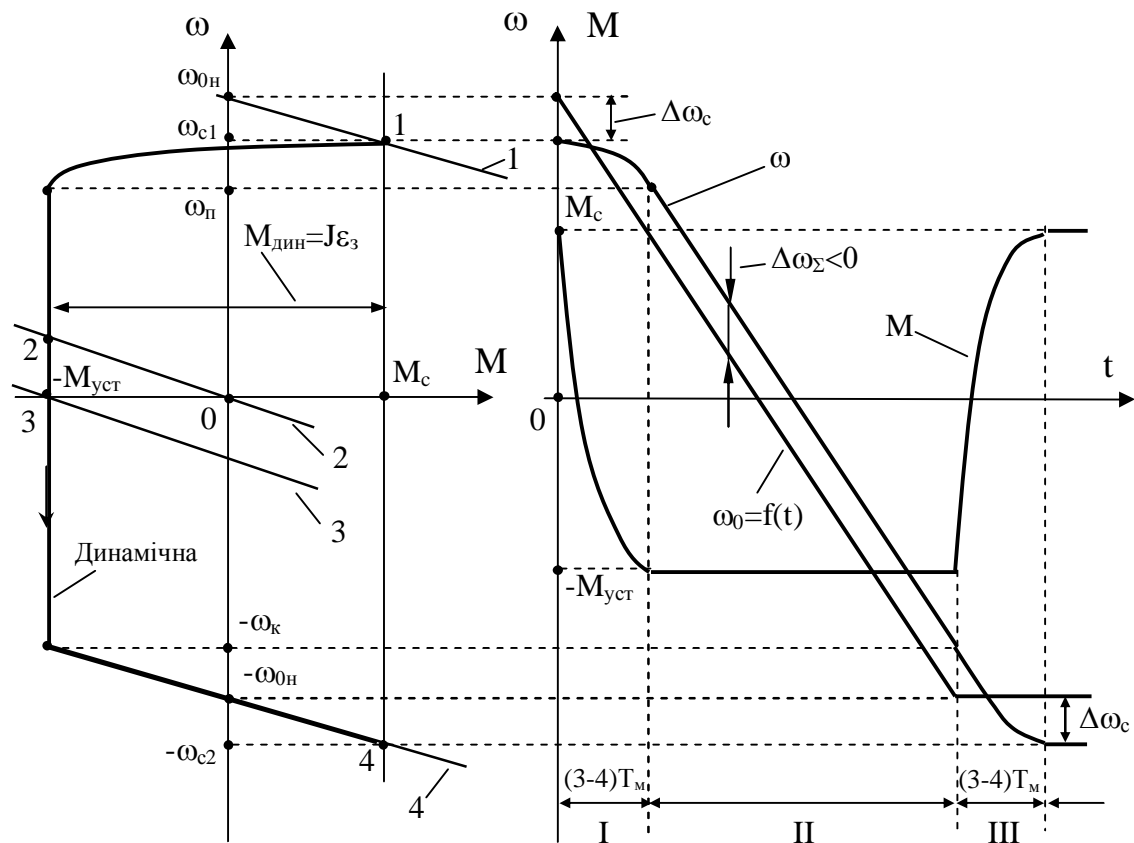


Рис.3.19.

При від'ємному моменті двигуна сповільнення системи у другому квадранті проходить у режимі рекуперативного гальмування до точки **2** на динамічній механічній характеристиці, потім на ділянці 2-3 сповільнення до зупинки здійснюється в режимі гальмування противмиканням. Розгін у зворотному напрямку у третьому квадранті продовжується в рушійному режимі, а далі у четвертому квадранті до точки **4** усталеної роботи в режимі рекуперативного гальмування.

Якщо при реверсі на другому етапі усталеного динамічного процесу активний статичний момент врівноважується динамічним моментом  $M_c = M_{дин} = J\epsilon_3$ , то момент двигуна і сумарна похибка за швидкістю дорівнюють нулю, тобто швидкість повністю відтворює сигнал завдання.

3) *Реверс при реактивному статичному моменті.* Перехідні процеси швидкості й моменту та відповідні механічні характеристики представлено на рис.3.20. Реверс здійснюється плавним зменшенням керуючої дії за законом (3.40) від додатного значення  $\omega_0 = \omega_{0н}$  до від'ємного значення  $\omega_0 = -\omega_{0н}$ , після чого вона залишається незмінною. При зміні напрямку швидкості реактивний статичний момент також змінює свій знак, що обумовлює особливості протікання перехідного процесу, який складається з етапів, позначених римськими цифрами I-IV.

Перший етап до зупинки системи протікає аналогічно до випадку реверсу при активному статичному моменті. Він починається електромеханічним перехідним процесом із робочої точки 1 на механічній характеристиці 1 й розраховується за формулами (3.30), (3.32) при початкових значеннях  $\omega_{\text{поч}} = \omega_{c1}$ ,  $\omega_{0\text{поч}} = \omega_{0H}$ ,  $M_{\text{поч}} = M_c$ . На початку процесу швидкість відрізняється від заданої на величину статичної похибки  $\Delta\omega_c$ .

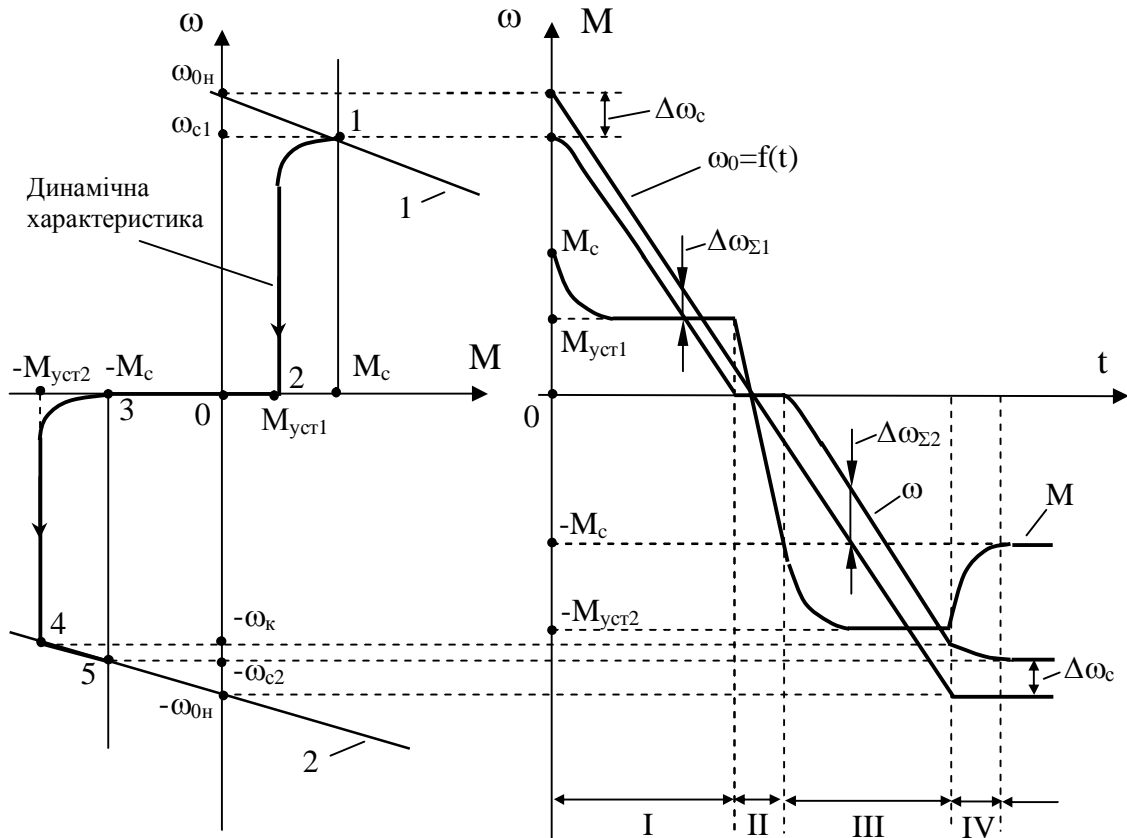


Рис.3.20.

Швидкість разом із моментом зменшуються за експонентою поки не затухне за час  $t = (3-4)T_m$  вільна складова перехідного процесу й момент двигуна не досягне усталеного значення

$$M_{\text{уст1}} = M_c - J\varepsilon_3. \quad (3.42)$$

Далі наступає усталений динамічний процес і під дією незмінного моменту двигуна  $M_{\text{уст1}}$  швидкість прямолінійно спадає із сумарною похибкою

$$\Delta\omega_{\Sigma 1} = \Delta\omega_c - T_m\varepsilon_3 \quad (3.43)$$

поки не досягає нульового значення в точці 2 на динамічній динамічній характеристиці.

На протязі всього *другого* етапу система залишається нерухомою, бо момент двигуна менше реактивного статичного моменту й прямолінійно на ділянці 2-3 динамічної механічної характеристики спочатку зменшується до нуля, а потім наростає в протилежному напрямку, поки не досягне значення статичного моменту  $-M_c$

$$M = M_{уст1} - \beta \varepsilon_3 t. \quad (3.44)$$

Величина паузи другого етапу дорівнює

$$t_{II} = \frac{M_{уст1} + M_c}{\beta \varepsilon_3}. \quad (3.45)$$

*Третій* етап починається з розгону у протилежному напрямку й складається з електромеханічного перехідного процесу, який затухає за час  $t=(3-4)T_m$ , та усталеного динамічного процесу під дією від'ємного моменту двигуна

$$M_{уст2} = -M_c - J\varepsilon_3. \quad (3.46)$$

Швидкість прямолінійно наростає із сумарною похибкою, більшою ніж під час сповільнення системи (3.43)

$$\Delta\omega_{\Sigma 2} = -\Delta\omega_c - T_m \varepsilon_3. \quad (3.47)$$

Етап триває до точки 4 на механічній характеристиці 2, поки керуюча дія не досягне усталеного значення  $\omega_0 = -\omega_{0H}$ .

*Четвертий* етап починається з електромеханічного перехідного процесу, під час якого швидкість та момент збільшуються за експонентою поки не затухне вільна складова за час  $t=(3-4)T_m$ . Момент двигуна досягає значення статичного моменту  $M=-M_c$ , а швидкість - статичної швидкості  $\omega=-\omega_{c2}$ . Після цього перехідний процес завершується і система переходить в статичний режим у робочій точці 5.

В залежності від значень  $\varepsilon_3$ ,  $J$ ,  $M_c$  усталений момент двигуна (3.42) при сповільненні системи може бути більшим за модулем від статичного моменту  $|-M_{уст1}| > |-M_c|$ . В цьому випадку система розганяється в протилежному напрямку без паузи, а вплив реактивного статичного моменту проявляється у зміні величини прискорення при переході швидкості через нуль, рис.3.21.

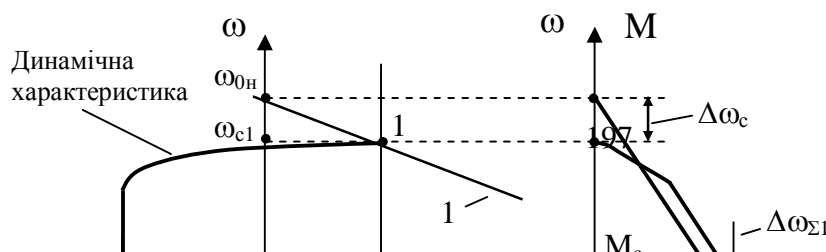


Рис.3.21.

### 3.5. Поняття про демпфірування електроприводом пружних механічних коливань

На рис.3.22 подано структурну схему електромеханічної системи, механічна частина якої представляється двомасовою розрахунковою схемою без врахування внутрішнього в'язкого тертя.

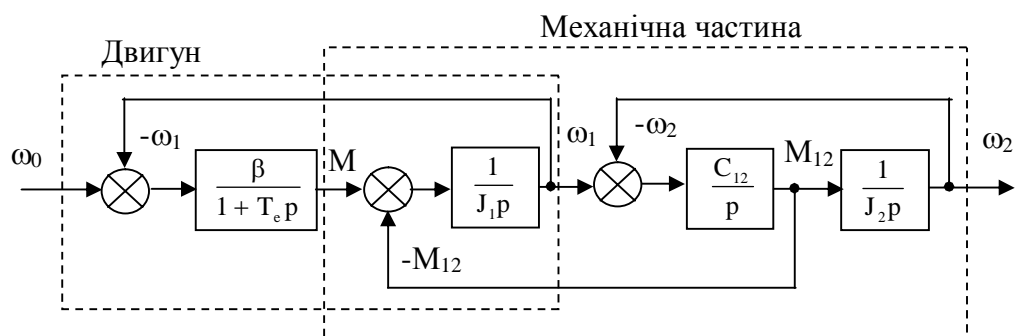


Рис.3.22.

З досліджень, проведених у підрозділі 1.5, відомо, що така механічна частина містить консервативну ланку, тому в неї виникають незатухаючі коливання. Два уявні корені ланки

$$p_{1,2} = \pm j\Omega_{12} \quad (3.48)$$

визначають резонансу частоту  $\Omega_{12} = \sqrt{\frac{c_{12}(J_1 + J_2)}{J_1 J_2}}$  цих коливань.

В електромеханічній системі на рис.3.22 існує електромеханічний зв'язок між швидкістю та моментом двигуна, для аналізу якого необхідно використовувати характеристичне рівняння системи. Так як це рівняння четвертого порядку, то його аналіз проводиться неаналітичними методами, а за допомогою ЕОМ. Якщо допустити, що момент інерції другої маси набагато більший від першої  $J_2 \gg J_1$ , тобто друга маса не здійснює коливань у порівнянні з першою, а також електромагнітну інерцію можна знехтувати  $T_e=0$ , то структурна схема системи спрощується, рис.3.23.

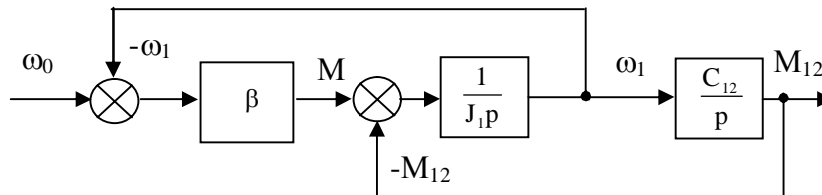


Рис.3.23.

Передаточна функція спрощеної системи за керуючою дією має вигляд

$$W(p) = \frac{\omega_1(p)}{\omega_0(p)} = \frac{p}{T_{m1}p^2 + p + T_{m1}\Omega_{12}^2}, \quad (3.49)$$

де  $T_{m1} = J_1/\beta$  – електромеханічна стала часу.

Характеристичне рівняння системи в цьому випадку дорівнює

$$p^2 + \frac{1}{T_{m1}}p + \Omega_{12}^2 = 0, \quad (3.50)$$

два корені якого мають вид

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2T_{m1}} \pm \sqrt{\left(\frac{1}{2T_{m1}}\right)^2 - \Omega_{12}^2}, \quad (3.51)$$

Якщо  $\Omega_{12} > 1/T_{m1}$ , то корені є комплексно-спряжені в порівнянні з тільки уявними коренями (3.48)

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2T_{m1}} \pm j\sqrt{\Omega_{12}^2 - \left(\frac{1}{2T_{m1}}\right)^2} = \alpha \pm j\Omega. \quad (3.52)$$

Таким чином наявність електромеханічного зв'язку призводить до демпфірування пружних коливань у механічній системі, ступінь якого визначається параметрами електропривода і в першу чергу жорсткістю механічної характеристики, так як її можна свідомо змінювати. Ступінь затухання коливань визначається логарифмічним декрементом

$$\lambda = \frac{2\pi\alpha}{\Omega} = \frac{2\pi}{\sqrt{4T_{m1}^2\Omega_{12}^2 - 1}}. \quad (3.53)$$

При абсолютно м'якій механічній характеристиці жорсткість дорівнює нулю  $\beta=0$  і отже електромеханічна стала часу прямує до нескінченності  $T_{m1}=\infty$ , а декремент до нуля  $\lambda=0$ . Це означає, що електромеханічний зв'язок не діє, тому коливання швидкості не викликають коливання моменту двигуна і демпфіруючі властивості електропривода не проявляються, рис.3.24.

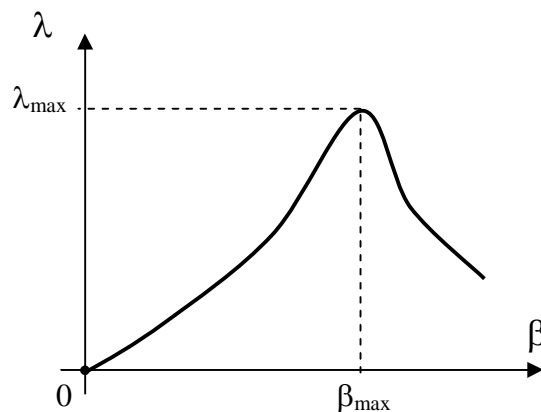


Рис.3.24.

Із збільшенням жорсткості зростає логарифмічний декремент, тобто демпфірування коливань збільшується. Якби друга маса не рухалась згідно прийнятому допущенню, то при значенні жорсткості

$$\beta_{кр} = 2\sqrt{J_1 c_{12}} \quad (3.54)$$

знаменник виразу (3.53) дорівнює нулю й демпфірування було б абсолютне  $\lambda=\infty$ . Проте друга маса втягується до руху, тому демпфірування має найбільше кінцеве значення  $\lambda_{max}$  при  $\beta_{max}$ . При подальшому збільшенні жорсткості демпфірування зменшується й при абсолютно жорсткій характеристиці  $\beta=\infty$  швидкість двигуна залишається незмінною і отже



---

коливання з механічної частину не передаються до електромеханічного перетворювача й демпфірування коливань не здійснюється.

Аналіз динамічних властивостей розімкнутої електромеханічної системи з пружним механічним зв'язком показує, що при проектуванні системи можна досягти найкращого демпфірування коливань за рахунок раціонального вибору параметрів електропривода. Так як характеристичне рівняння системи вже для двомасової розрахункової схеми механічної частини має четвертий порядок, то такі розрахунки необхідно вести за допомогою ЕОМ, в тому числі шляхом побудови залежності логарифмічного декременту від параметрів системи.

---

## ЗМІСТ

Передмова .....	3
Вступ .....	4
1.Механіка електроприводу .....	9
1.1.Загальні відомості .....	9
1.2.Розрахункові схеми та правила приведення параметрів .....	9
1.3.Типові статичні навантаження електропривода .....	17
1.4.Рівняння руху механічної частини електропривода .....	23
1.4.1.Рівняння руху та структурна схема одномасової розрахункової схеми .....	24
1.4.2.Рівняння руху та структурна схема двомасової розрахункової схеми без врахування внутрішнього в'язкого тертя .....	27
1.4.3.Рівняння руху та структурна схема двомасової розрахункової схеми з урахуванням внутрішнього в'язкого тертя .....	30
1.4.4.Рівняння руху та структурна схема двомасової розрахункової схеми із зазором без врахування внутрішнього в'язкого тертя .....	31
1.4.5.Рівняння руху та структурна схема двомасової розрахункової схеми із зазором та урахуванням внутрішнього в'язкого тертя .....	33
1.4.6.Рівняння руху механізмів із нелінійним кінематичним зв'язком .....	34
1.5.Динамічні властивості пружної механічної частини електропривода .....	35
1.6.Режими роботи електропривода .....	39
1.6.1.Статичні режими роботи електропривода .....	42
1.6.2.Механічні перехідні процеси .....	45
1.6.2.1. Перехідні процеси з постійним динамічним моментом .....	45
1.6.2.2. Перехідні процеси з динамічним моментом, який лінійно залежить від швидкості ....	53
1.6.2.3. Перехідні процеси з динамічним моментом, який довільно залежить від швидкості .	56
1.6.2.4. Перехідний процес пуску електропривода, представленого двомасовою розрахунковою схемою .....	56
1.7.Динамічні навантаження електропривода .....	60
1.8.Оптимізація передаточного числа кінематичного ланцюга .....	62
2.Електромеханічне перетворення енергії та електромеханічні властивості двигунів .....	63
2.1.Електромеханічні властивості двигунів постійного струму .....	65
2.1.1.Електромеханічні властивості двигуна постійного струму з незалежним збудженням .....	70
2.1.1.1.Штучні механічні характеристики та способи керування швидкістю двигуна .....	73
2.1.1.2.Зміна напрямку руху (реверс) двигуна з незалежним збудженням .....	81
2.1.1.3.Режими гальмування двигуна з незалежним збудженням .....	82
2.1.1.4.Пуск двигуна з незалежним збудженням .....	89
2.1.1.5.Динамічні властивості електромеханічного перетворювача двигуна з незалежним збудженням .....	94
2.1.1.6.Динамічна механічна та електромеханічна характеристики двигуна .....	101
2.1.2.Електромеханічні властивості двигуна постійного струму з послідовним збудженням .....	104
2.1.2.1.Штучні механічні характеристики та способи керування швидкістю двигуна .....	107
2.1.2.2.Зміна напрямку руху (реверс) двигуна з послідовним збудженням .....	108
2.1.2.3.Режими гальмування двигуна з послідовним збудженням .....	109

2.1.2.4. Побудова природної та штучних характеристик двигуна .....	113
2.1.3. Електромеханічні властивості двигуна постійного струму зі змішаним збудженням .....	116
2.2. Електромеханічні властивості двигунів змінного струму .....	118
2.2.1. Електромеханічні властивості асинхронного двигуна .....	118
2.2.1.1. Способи керування швидкістю та штучні механічні характеристики двигуна .....	127
2.2.1.2. Зміна напрямку руху (реверс) та пуск асинхронного двигуна .....	146
2.2.1.3. Режими гальмування асинхронного двигуна .....	147
2.2.1.4. Динамічні властивості асинхронного двигуна .....	153
2.2.1.5. Керування асинхронним двигуном за мінімумом втрат електроенергії .....	156
2.2.2. Електромеханічні властивості синхронного двигуна .....	157
2.3. Електромеханічні властивості інших типів двигунів .....	162
2.3.1. Дугостаторні та лінійні асинхронні двигуни .....	162
2.3.2. Вентильний двигун .....	164
2.3.3. Кроковий двигун .....	167
2.4. Взаємозв'язані електроприводи .....	170
2.4.1. Електропривод із механічним з'єднанням валів .....	170
2.4.2. Електропривод з електричним валом .....	172
3. Динаміка розімкнутих електромеханічних систем .....	174
3.1. Узагальнена електромеханічна система з лінійною механічною характеристикою .....	174
3.2. Перехідні процеси з лінійною механічною характеристикою електромеханічної системи при незмінній швидкості ідеального холостого ходу .....	178
3.3. Поняття про оптимальні перехідні процеси електромеханічної системи .....	186
3.4. Електромеханічні перехідні процеси під час плавної зміни керуючої дії .....	189
3.5. Поняття про демпфірування електроприводом пружних механічних коливань .....	197