

## Електропривод. Структура і загальні відомості

Електропривод – це електромеханічна система призначена для перетворення електричної енергії в механічну і навпаки.

Звичайний процес перетворення енергії є керованим.

При аналізі структури ЕП розрізняють дві основних частини, або канали:

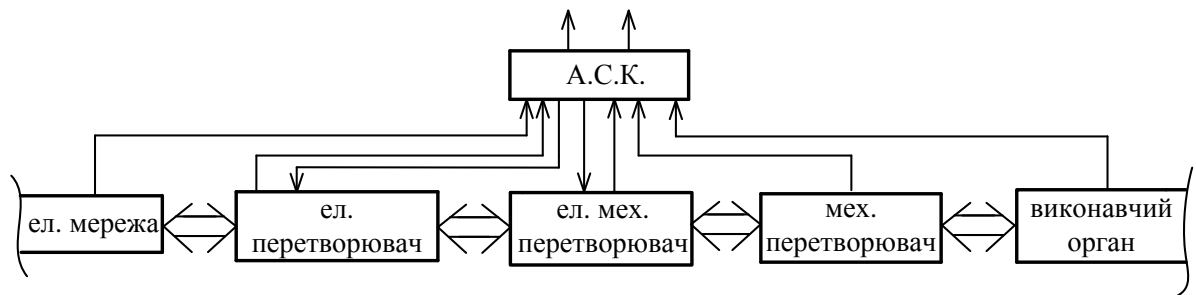
- силову
- інформаційну

До силової частини належать електричні двигуни, перетворювачі електричної та механічної енергії, робочі органи, механізми, тобто всі частини електричного приводу, в яких протікає потужна енергія.

До інформаційної частини належать пристрої призначені для керування електричним приводом, контролю технологічного процесу і т.д.

Якщо привод не керований, інформаційна частина має бути відсутня.

До пристроїв інформаційного каналу відносять давачі, системи керування, моніторингу, лінії зв'язку і т.д.



Сх. 1.1 - Узагальнена структура ЕП

Електричний привод зв'язаний двостороннім зв'язком з електричною мережею (ЕМ). В разі необхідності електрична енергія перетворюється за допомогою електричного перетворювача (ЕП), після чого споживається електромеханічним перетворювачем (ЕМП). У ряді випадків необхідно перетворювати механічну енергію (зменшити швидкість обертання, збільшити момент, перейти від обертального руху до поступального і т.д.) для чого використовується механічний перетворювач (МП), який пов'язаний із виконавчим органом, що виконує корисну роботу.

Розглянута частина приводу є силовою, та може передавати енергію в прямому, та зворотному напрямках.

В разі необхідності керування технологічним процесом ЕП оснащують автоматичною системою керування (АСК). АСК може отримувати інформацію від будь-якого елемента системи ЕП, та впливатиме на керовані елементи.

### Класифікація електроприводів

#### I. За історією розвитку.

1. Груповий – один двигун приводить до руху багато механічних пристроїв, виконавчих органів і т.д.

2. Індивідуальний – кожен виконавчий орган та механізм працює із своїм двигуном, що відкриває широкі можливості для автоматизації.

3. Пов'язаний – два або більше двигунів пов'язані механічно або електрично для синхронізації роботи.

#### II. За родом струму.

1. Постійного струму.
2. Змінного струму.

### III. За ступеням керованості.

1. Не керовані.
2. Регульовані – мають декілька режимів, швидкостей
3. Програмовані – виконують послідовність команд, що були завчасно задані.
4. Слідкуючий – ЕП, що відпрацьовує сигнал керування, який поступає зовні.
5. Адаптивний – змінює свою структуру і параметри в залежності від впливу зовнішніх факторів із метою оптимізації вихідної величини.

### IV. За родом передаточного приладу.

1. Редукторні.
2. Безредукторні.

### V. За рівнем автоматизації.

1. Не автоматизовані.
2. Автоматизований – в цьому випадку параметри керування визначаються людиною.
3. Автоматичний – весь технологічний процес відбувається без участі людини.

## Механіка електропривода

Сили та моменти в ЕП розділяють на дві великі групи:

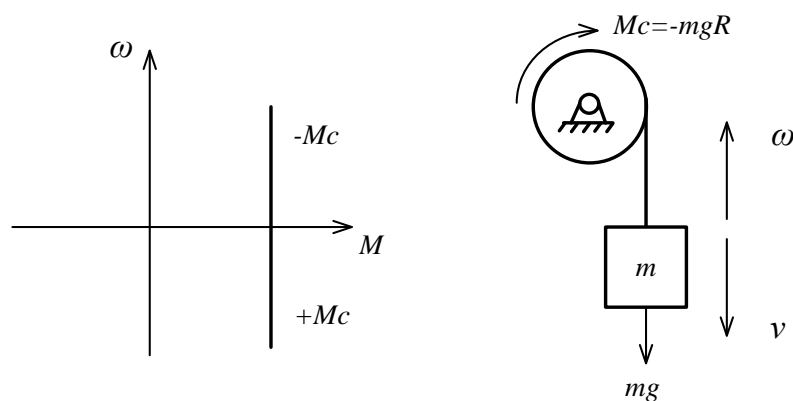
1. Динамічні.
2. Статичні.

Динамічні моменти та сили пов'язані зі зміною кінематичної енергії, що накопичується в механічній частині приводу.

Статичні сили та моменти пов'язані із виконанням корисної роботи. Компенсацією «шкідливих» сил (тертя, опору повітря і т.д.), непружними деформаціями, непружним крученням і т.д.

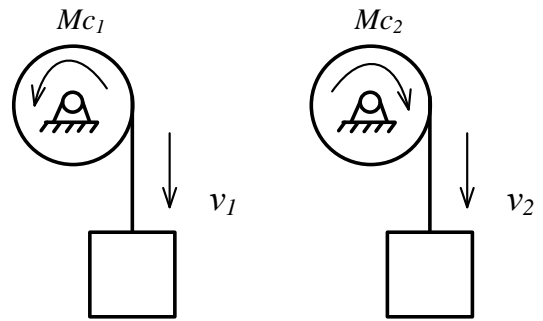
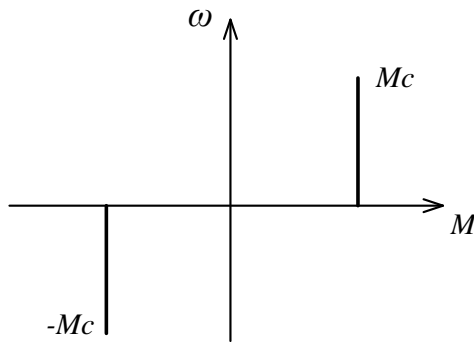
В свою чергу статичні сили та моменти розділяють на активні і реактивні.

Активні сили і моменти обумовлені виконанням роботи у полі потенційних сил, які не змінюють свій напрямок із зміною руху.



Активний момент забезпечує постійний приток або відток енергії системи.

Реактивний момент зі зміною напрямку руху змінює напрямок своєї дії. Реактивні моменти обумовлені наявністю сил тертя та пружної деформації.



### Рівняння руху електропривода

Електричний момент розвиває момент, що долає статичні та динамічні моменти опору.

$M_c$  – момент статичних сил.

$M_g$  – момент динамічних сил.

Двигун повинен долати як статичні так і динамічні сили  $M = M_c + M_g$

Динамічний може визначатися:

$$M_c = \frac{Pg}{\omega}$$

$Pg$  – динамічна потужність.

Швидкість зміни кінетичної енергії

$$M_c = \frac{dA_k}{dt}$$

Для обертання руху  $A_k = \frac{J\omega^2}{2}$ , де  $J$  – момент інерції. Підставляючи в рівняння динамічної потужності вираження кінетичної енергії, маємо:

$$Pg = J\omega \frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega^2}{2} \cdot \frac{dJ}{dt}$$

Послідовно диференціюємо за  $\omega$ ,  $J = \text{const}$ . Момент інерції може змінюватися фактично, тобто тоді, коли втручається маса об'єкта, що обертається або збільшує масу цього об'єкта. Та фіктивно (кривошипно-шатунний механізм). Фактично  $J$  може змінюватися, коли оброблюється деяка деталь на верстаті.

Знайдемо з рівняння динамічного моменту

$$M_g = \frac{Pg}{\omega} = J\omega \frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega^2}{2} \cdot \frac{dJ}{dt}$$

Замість часу в складовій рівняння  $\frac{\omega^2}{2} \cdot \frac{dJ}{dt}$  краще брати кут повороту.

$$\omega = \frac{d\alpha}{dt}, \text{ де } \alpha \text{ – кут повороту}$$

$$dt = \frac{d\alpha}{\omega}$$

$$M_g = J \frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega^2}{2} \cdot \frac{dJ}{d\alpha}$$

Повне рівняння руху ЕП може бути представлено у вигляді:

$$M = M_c + J\omega \frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega^2}{2} \cdot \frac{dJ}{d\alpha}$$

Для системи ЕП, що мають  $J = \text{const}$

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

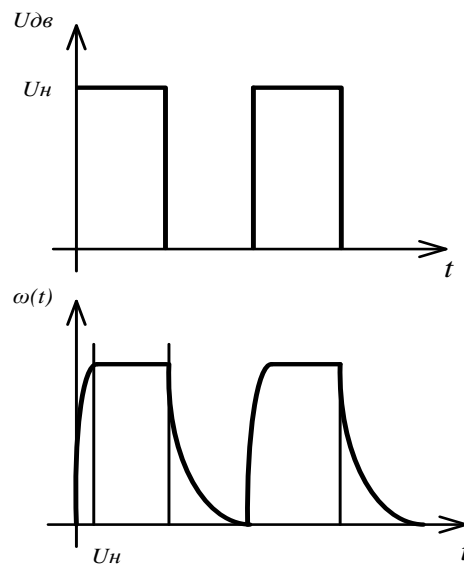
Проаналізуємо для  $\frac{d\omega}{dt} = \frac{M - M_c}{J}$

1.  $M > M_c, \frac{d\omega}{dt} > 0$  – розгін ЕП
2.  $M < M_c, \frac{d\omega}{dt} < 0$  – режим зупинки.
3.  $M = M_c, \frac{d\omega}{dt} = 0$  усталений режим роботи.

$$P = M \cdot \omega, \hat{A}\hat{\omega} = \hat{I} \cdot \hat{n}^{-1}$$

$$\omega = \frac{\pi n}{30}, [n] = \frac{\hat{i}\hat{a}}{\hat{o}\hat{a}} = \hat{o}\hat{a}^{-1}$$

$$M = \hat{e}\hat{a} \cdot \hat{i}$$



Момент інерції – добуток маси на квадрат радіуса інерції.

$$J = m\rho^2$$

Вимірюється момент інерції в  $[J] = \hat{e}\hat{a} \cdot \hat{i}^2 = \hat{e}\hat{a} \cdot \frac{\hat{i}}{c^2} \cdot \hat{i}\hat{n}^2 = \hat{I}\hat{i} \cdot \hat{n}^2 = \hat{A}\hat{a} = \frac{GD^2}{4}$

$\frac{GD^2}{4} = \hat{e}\hat{a} \cdot \hat{i} \cdot c^2$ , де  $D$  – діаметр інерції.

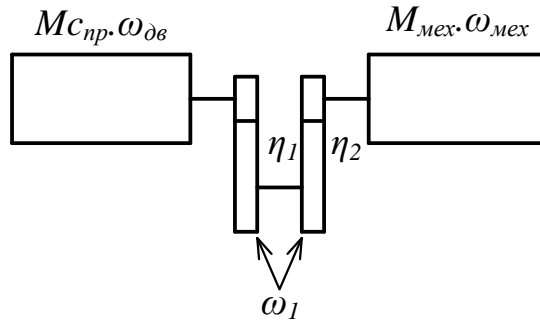
$GD^2$  – маховий момент,  $[GD^2] = \hat{e}\hat{a} \cdot \hat{i}^2$ .

### Приведення статичних моментів опору до вала двигуна

Виконується, виходячи з того, що потужність необхідна для механізму відрізняється від потужності двигуна на величину втрат в передачах, що враховуються коефіцієнт корисної дії.

$$M_{\hat{a}\hat{i}\hat{o}} \omega_{\hat{a}\hat{a}} = \frac{M_{\hat{i}\hat{a}\hat{o}} \cdot \omega_{\hat{i}\hat{a}\hat{o}}}{\eta}$$

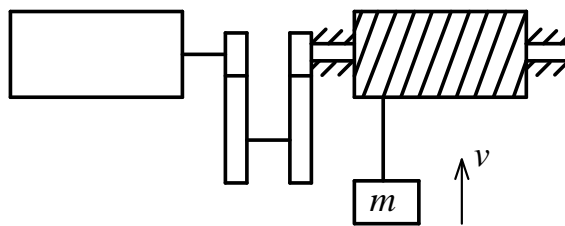
$$M_{\hat{a}\hat{i}\hat{o}} = \frac{M_{\hat{i}\hat{a}\hat{o}} \cdot \omega_{\hat{i}\hat{a}\hat{o}}}{\eta \omega_{\hat{a}\hat{a}}} = \frac{M_{\hat{i}\hat{a}\hat{o}}}{\eta \frac{\omega_{\hat{a}\hat{a}}}{\omega_{\hat{i}\hat{a}\hat{o}}}} = \frac{M_{\hat{i}\hat{a}\hat{o}}}{\eta \hat{e}}$$



$\dot{\epsilon}$  – передаточне число редуктора

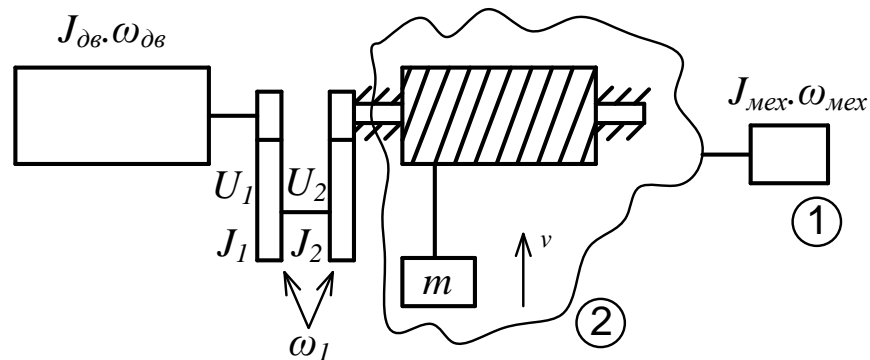
$$\dot{\epsilon} = \frac{\omega_{\hat{a}\hat{a}}}{\omega_{\hat{i}\hat{a}\hat{o}}} = \frac{\omega_{\hat{a}\hat{a}}}{\omega_1} \cdot \frac{\omega_1}{\omega_{\hat{a}\hat{a}}} = \dot{\epsilon}_1 \dot{\epsilon}_2; \quad \eta = \eta_1 \cdot \eta_2$$

Якщо механізм виконує не обертання а поступовий рух,  $M_{\text{сiв}} \omega_{\hat{a}\hat{a}} = \frac{F_c \cdot V}{\eta} \Rightarrow M_{\text{сiв}} = \frac{F_c \cdot V}{\eta \cdot \omega_{\hat{a}\hat{a}}}$



### Приведення моментів інерції до вала двигуна

Приведення моментів інерції до вала двигуна виконується виходячи с того, що запас кінетичної енергії, у всіх рухомих елементах ЕП, до приведення і після нього повинен залишатися незмінним.



① Кінетична енергія, що запасється ЕП:

$$\frac{J_{\text{iв}} \omega_{\hat{a}\hat{a}}^2}{2} = (J_{\hat{a}\hat{a}} + J_1) \frac{\omega_{\hat{a}\hat{a}}^2}{2} + (J_2 + J_3) \frac{\omega_1^2}{2} + (J_4 + J_{\hat{i}\hat{a}\hat{o}}) \frac{\omega_{\hat{i}\hat{a}\hat{o}}^2}{2}$$

$$J_{\text{iв}} = J_{\hat{a}\hat{a}} + J_1 + \frac{J_2 + J_3}{\left(\frac{\omega_{\hat{a}\hat{a}}}{\omega_1}\right)^2} + \frac{J_4 + J_{\hat{i}\hat{a}\hat{o}}}{\left(\frac{\omega_{\hat{i}\hat{a}\hat{o}}}{\omega_1}\right)^2};$$

$$\dot{\epsilon}_1 = \frac{\omega_{\hat{a}\hat{a}}}{\omega_1}; \quad \dot{\epsilon}_2 = \frac{\omega_1}{\omega_{\hat{i}\hat{a}\hat{o}}};$$

$$J_{\text{iв}} = J_{\hat{a}\hat{a}} + J_1 + \frac{J_2 + J_3}{\dot{\epsilon}_1^2} + \frac{J_4 + J_{\hat{i}\hat{a}\hat{o}}}{\dot{\epsilon}_1^2 \dot{\epsilon}_2^2}.$$

$$\textcircled{2} \quad \frac{J_{i\ddot{\omega}} \omega_{\ddot{a}\dot{a}}^2}{2} = (J_{\ddot{a}\dot{a}} + J_1) \frac{\omega_{\ddot{a}\dot{a}}^2}{2} + (J_2 + J_3) \frac{\omega_1^2}{2} + (J_4 + J_{i\ddot{\omega}}) \frac{\omega_{i\ddot{\omega}}^2}{2} + \frac{mV^2}{2};$$

$$J_{i\ddot{\omega}} = J_{\ddot{a}\dot{a}} + J_1 + \frac{J_2 + J_3}{\dot{\epsilon}_1^2} + \frac{J_4 + J_{i\ddot{\omega}}}{\dot{\epsilon}_1^2 \dot{\epsilon}_2^2} + \frac{mV^2}{2}.$$

### Приведення моменту інерції до валу механізму

$$\frac{J'_{i\ddot{\omega}} \omega_{i\ddot{\omega}}^2}{2} = (J_{\ddot{a}\dot{a}} + J_1) \frac{\omega_{\ddot{a}\dot{a}}^2}{2} + (J_2 + J_3) \frac{\omega_1^2}{2} + (J_4 + J_{i\ddot{\omega}}) \frac{\omega_{i\ddot{\omega}}^2}{2};$$

Виконується аналогічне перетворення:

$$J'_{i\ddot{\omega}} = (J_{\ddot{a}\dot{a}} + J_1) \cdot \dot{\epsilon}_1^2 \dot{\epsilon}_2^2 + (J_2 + J_3) \dot{\epsilon}_2^2 + J_4 + J_{i\ddot{\omega}}$$

### Рівняння руху для лінійних двигунів

$$F = F_c + F_g;$$

$$F_g = \frac{P_g}{V}, \quad P_g = \frac{dA_k}{dt};$$

$$A_k = \frac{mV^2}{2}, \quad \frac{dA_k}{dt} = \frac{d}{dt} \left( \frac{mV^2}{2} \right) = \frac{m \mathcal{G} \cdot d\mathcal{G}}{dt} + \frac{V^2 dm}{2 dt};$$

$$V = \frac{dl}{dt}, \quad l - \text{відстань, на яку зсувається об'єкт};$$

$$dt = \frac{dl}{V};$$

$$\frac{dA_k}{dt} = mV \frac{dV}{dt} + \frac{V^3}{2} \frac{dl}{dt};$$

Повне рівняння руху ЕП з лінійним двигуном матиме вигляд:

$$F = F_c + mV \frac{dV}{dt} + \frac{V^3}{2} \frac{dl}{dt}.$$

### 1. Визначення тривалості пуску та гальмування

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

$$1. \quad M_g = \text{const}, \quad \frac{M - M_c}{J} = \frac{d\omega}{dt};$$

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

Тривалість змін що від  $\omega_1$ , до  $\omega_2$

$$t = \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{d\omega}{M - M_c};$$

$$\text{Якщо } M_g = \text{const}, \text{ то } t = J \frac{\omega_2 - \omega_1}{M - M_c};$$

Якщо пуск виконується з нульовими початковими умовами, то  $\omega_1 = 0$ . Іноді вираховують се-

реднє значення пускового моменту  $M_{i\ddot{\omega}} = \frac{M_1 + M_2}{2}$

$M_1, M_2$  – діапазони в яких змінюється момент під часу пуску  $M_1 = (1,1 \div 1,2) M_{i\ddot{\omega}}$ ,  
 $M_2 = (1,1 \div 1,5) M_{i\ddot{\omega}}$

$$M_{i\ddot{\omega}} \geq 1,5 M_{i\ddot{\omega}}$$

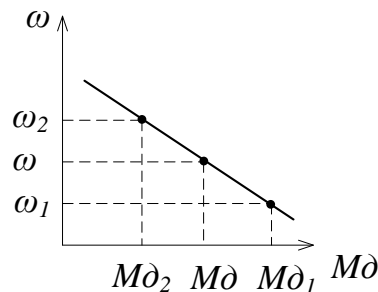
$$t_{\bar{I}} = \frac{J\omega_c}{M_{\bar{i}\bar{i}\bar{\delta}} - M_c};$$

Під час гальмування тривалість процесу:

$$t_{\bar{A}} = \frac{J\omega_c}{M_{\bar{A}} + M_c};$$

Якщо  $M_{\bar{A}} = 0$ , то  $t_{\bar{A}} = \frac{J\omega_c}{M_c}$ .

## 2. Визначення часу пуску, якщо динамічний момент змінюється за лінійною залежністю



$$\frac{M_{\bar{a}1} - M_{\bar{a}}}{\omega - \omega_1} = \frac{M_{\bar{a}1} - M_{\bar{a}2}}{\omega_2 - \omega_1}, \text{ якщо } M_{\bar{a}} \text{ — лінійна залежність, то}$$

$$M_{\bar{a}} = a - b\omega;$$

$$M_{\bar{a}1} - M_{\bar{a}} = \frac{M_{\bar{a}1} - M_{\bar{a}2}}{\omega_1 - \omega_2} \cdot \omega - \frac{M_{\bar{a}1} - M_{\bar{a}2}}{\omega_1 - \omega_2} \cdot \omega_1 \Rightarrow$$

$$M_{\bar{a}} = M_{\bar{a}1} + \frac{M_{\bar{a}1} - M_{\bar{a}2}}{\omega_2 - \omega_1} \cdot \omega_1 - \frac{M_{\bar{a}1} - M_{\bar{a}2}}{\omega_2 - \omega_1} \cdot \omega_1 = a - b\omega;$$

При лінійно змінювальному динамічному моменту

$$t = \int_{\omega_1}^{\omega_2} J \frac{d\omega}{a - b\omega} = J \frac{1}{b} \ln \left| \frac{a - b\omega_1}{a - b\omega_2} \right|;$$

$$t = \int_{\omega_1}^{\omega_2} J \frac{d\omega}{M_{\bar{a}}(\omega)}$$

## 3. Визначення шляху, що проходить робочий орган механізму під часу пуску та гальмування

$$\omega = \frac{d\alpha}{dt}, \alpha \text{ — кут повороту}$$

$$\alpha = \omega dt, M_{\bar{a}} = J \frac{d\omega}{dt};$$

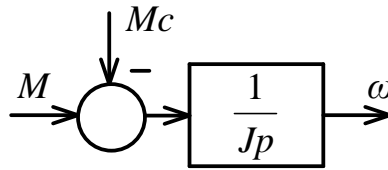
$$dt = J \frac{d\omega}{M_{\bar{a}}}, \alpha = \int_{\omega_1}^{\omega_2} J \omega \frac{d\omega}{M_{\bar{a}}} = J \frac{\omega_2^2 - \omega_1^2}{2M_{\bar{a}}}.$$

## 4. Структурна схема та передаточна функція абсолютно жорсткої механічної ланки

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

$$p = \frac{d}{dt}, M = M_c + J\omega p;$$

$$(M - M_c) = J\omega p; \omega = (M - M_c) \frac{1}{Jp}$$



### Характеристики виробничих механізмів

Під час розгляду електродвигуна в системі електропривода необхідно виявити співвідношення механічних характеристик двигуна та механічні характеристики механізму.

Залежність між приведеними до вала двигуна швидкістю та моментам опору механізму  $\omega = f(M_c)$  називається механічною характеристикою виробничого механізму.

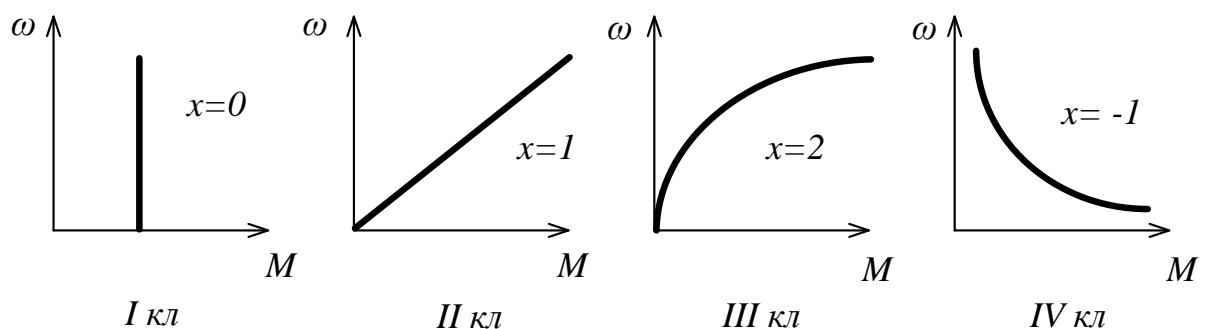
Виробничні механізми мають складні механічні характеристики. Велика кількість механізмів може бути описана за допомогою емпіричної формули Бланка:

$$M_c = M_{\text{оп}} + (M_{\text{стн}} - M_{\infty}) \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_{\text{н}}}\right)^x$$

Де  $M_c$  – момент опору виробничого механізму (статичний),  $M_{\text{стн}}$  – номінальний статичний момент, що відповідає обертанню на швидкості  $\omega_{\text{н}}$ .

$M_{\text{оп}}$  – момент тертя в рухомих елементах механізму (від швидкості, як правило, не залежить).  $x$  – показник степені, що визначає клас характеристики (зміна моменту опору при зміні швидкості).

Виділяють в залежності від  $x$ , класи механічних характеристик:



#### 1. При $x=0$

Характеристика називається незалежною від швидкості бо  $M_c$  не залежить від  $\omega$ . До таких механізмів належать підйомні крани, лебідки, механізми подачі метало оброблювальних верстатів, конвеєри, поршневі насоси, механізми в яких головним моментом опору є момент тертя.

#### 2. При $x=1$

Характеристика лінійно зростаюча  $x=0$ ,  $M_c = M_{\text{оп}}$ ;  $x=1$ ,  $M_c = M_{\text{оп}} + (M_{\text{ні}} - M_{\text{оп}}) \frac{\omega}{\omega_{\text{н}}}$

Мають: двигуни в режимі динамічного гальмування та генератори постійного струму з незалежним збудженням при роботі на незмінне навантаження.

#### 3. При $x=2$



Нелінійно зростаюча (параболічна)  $M_c = M_{\text{оп}} + (M_{\text{нн}} - M_{\text{оп}}) \left(\frac{\omega}{\omega_i}\right)^2$ . Вентиляторна характеристика.

До класу належать: вентилятори, обертаючі прилади для подачі вугілля, центр об'їжні насоси (лопосні).

4. При  $x = -1$

$$M_c = M_{\text{оп}} + (M_{\text{нн}} - M_{\text{оп}}) \frac{\omega_i}{\omega}$$

Момент опору зворотно пропорційний швидкості. Потужність, що споживає частини механізмом залишається постійною при зміні  $\omega$ . Належать: приводи головного руху металооброблювальних верстатів, моталки барабани для намотки металевої ленти, більшість механізмів, що мають зміну масу.

### Механічні характеристики двигунів.

Механічними характеристиками двигунів – називають залежність кута швидкості, від обертання моменту  $\omega = f(M)$ . Майже всі двигуни мають механічну характеристику у вигляді зменшення швидкості при збільшенні моменту.

Механічні характеристики двигунів розділяють на природні та штучні, а також за жорсткістю.

Під природною механічною характеристикою розуміють механічну характеристику, яку змінюють при номінальних параметрах живильної мережі, відсутності додаткових опорів в ланцюгах двигуна та при нормальній схемі включення.

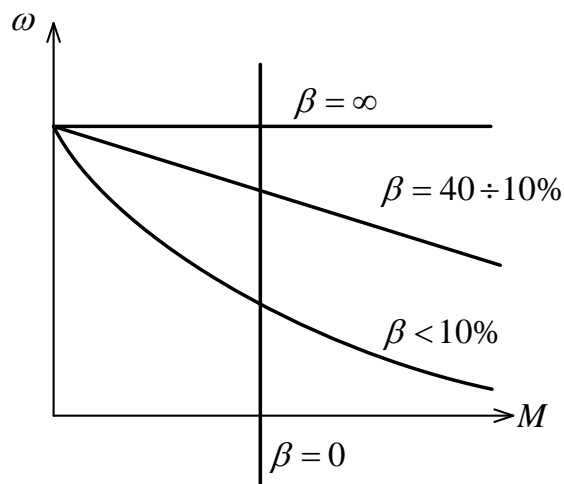
Якщо хоча б одна з заданих умов не виконується, то характеристику називають штучною.

Механічна характеристика – це залежність швидкості від моменту опору.

Електромеханічна характеристика – це залежність швидкості обертання від струму в головному ланцюзі двигуна (ланцюг якоря).

За жорсткістю ( $\beta = \frac{dM}{d\omega}$ ) розділяють на:

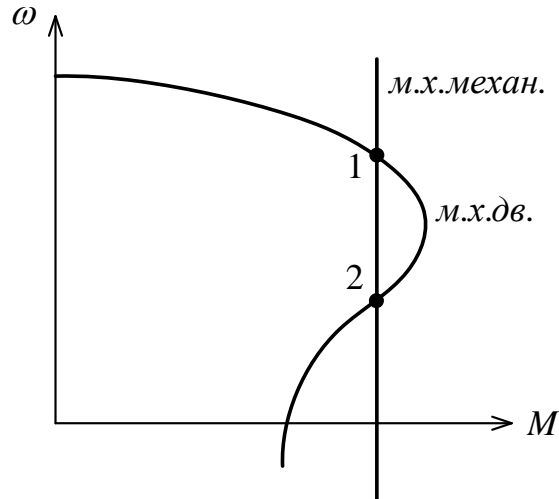
1. Абсолютно жорсткі ( $\beta = \infty$ ).
2. Жорсткі ( $\beta = 40 \div 10\%$ ).
3. М'які ( $\beta < 10\%$ ).
4. Абсолютно м'які ( $\beta = 0$ )



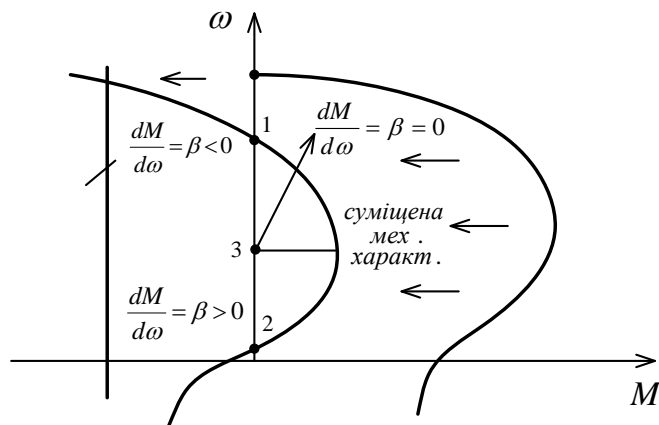
### Суміщені характеристики двигуна та механізмів

Механічні характеристики двигуна та механізму можуть бути використані для визначення сталого режиму роботи системи та стійкості в цих точках.

Сталий режим роботи системи має місце при рівних моментах двигуна та промислового механізму, що може бути визначено графічно, як точки перетину механічних характеристик.



Для визначення стійкості використовують суміщені механічні характеристики системи, для чого будують механічні характеристики в єдиній системі координат із урахуванням знаків моменту та будують суміщену характеристику, як графічну суму.



Побудова суміщеної механічної характеристики двигуна та виконавчого органу.

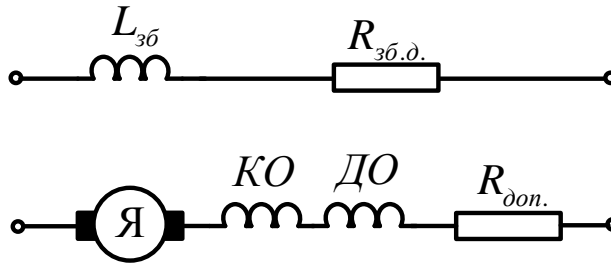
Точки перетину суміщеної характеристики із віссю координат характеризують можливі сталі режими роботи.

Визначення стійкості системи в сталих режимах роботи визначається за законом коефіцієнта жорсткості  $\beta$ , якщо  $\beta < 0$  (точка 1), то сталий режим роботи є стійким, якщо  $\beta > 0$ , то маємо нестійкий усталений режим роботи (точка 2), в якому при зміні моменту швидкість або падає до кінця, або система переходить до точки сталої рівноваги (точка 1).

Якщо  $\beta = 0$ , то система є гранично стійкою.

### Електропривод постійного струму. Механічні характеристики ДПС послідовного збудження.

Схема включення ДПС із незалежним збудженням (НЗ) має вигляд:



Обмотка збудження із індуктивністю  $L_{зб}$  та опором  $R_{зб.д.}$ , додаткова, підключена до незалежного джерела енергії.

До обмотки якоря відносять безпосередньо якір із  $\dot{A}\dot{D}\dot{N} = l_y$ , компенсаційну обмотку КО, (для покращення комутації) та додаткові обмотки ДО. КО та ДО не приймають участі у процесі перетворення енергії, але їх параметри враховуються при розрахунку якірного ланцюга.

Аналогічним чином розглядають ДПС із паралельним збудженням, якщо джерело енергії можна вважати потужним.

Основним рівнянням при аналізі роботи ДПС є:

1. Закон електромагнітної індукції  $l_y = k \cdot \Phi \cdot \omega$ ;
2. Закон електромагнітних сил  $M_{ai} = k \cdot \Phi \cdot I_y$ ;
3. Другий закон Кірхгофа  $U_{i\dot{a}\dot{d}\dot{a}\dot{e}^3} = i_y \cdot R_y + L_y \frac{di_y}{dt} + l_y$ ;

$l_y$  – ЕДС самоіндукції якоря;

$k$  – конструктивний коефіцієнт двигуна;

$$k = \frac{pN}{2Pa};$$

де  $p$  – кількість пар полюсів;

$N$  – кількість активних провідників якоря;

$a$  – кількість пар гілок для активного полюсу;

$\Phi$  – магнітний потік від обмоток збудження;

$I_y, \omega$  – струм якоря, та частота обертання відповідно.

Для сталого режиму роботи, рівняння має вигляд:

$$U_{i\dot{a}\dot{d}\dot{a}\dot{e}^3} = I_y \cdot R_y + l_y$$

$$\omega = \frac{-I_y \cdot R_y}{k\Phi} + \frac{U_M}{k\Phi} = \frac{U_{i\dot{m}\dot{d}}}{k\Phi} - \frac{I_y \cdot R_y}{k\Phi} \text{ – формула електромеханічних характеристик ДПС.}$$

$$\omega = \frac{U_M}{k\Phi} - \dot{I}_{ai} \frac{R_y}{(k\Phi)^2}, \text{ де}$$

$\frac{U_M}{k\Phi}$  – є незмінною величиною для кожної механічної характеристики і характеризує швид-

кість ідеального х.х.

$\omega_0 = \frac{U_M}{k\Phi}$ , звідки можна зробити висновки, що  $\omega_0$  змінюється при зміні напруги мережі та по-

тoku збудження і не залежить від опору якірного ланцюга  $R_y$

$\left( \frac{R_y}{(k\Phi)^2} \right)$  – величина, що характеризує жорсткість механічних характеристик. Чим більше  $R_y$ ,

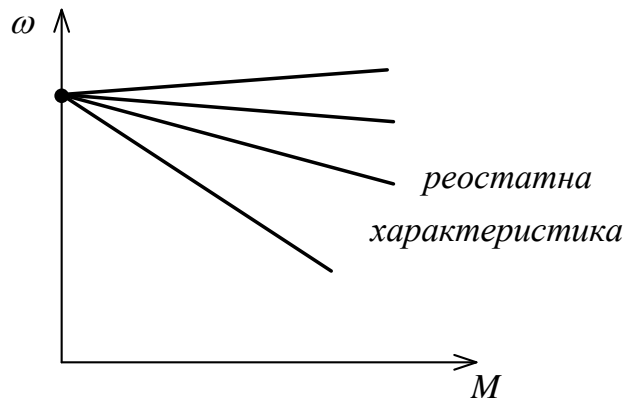
тим м'якше характеристика. Чим більший потік збудження, тим жорсткіша характеристика.

$$R_y = R_{iy} + R_{\dot{a}}$$

$$R_{\dot{a}} = R_{\dot{e}\dot{f}} + R_{\dot{A}\dot{f}} + R_{\dot{a}\dot{i}\dot{r}}$$

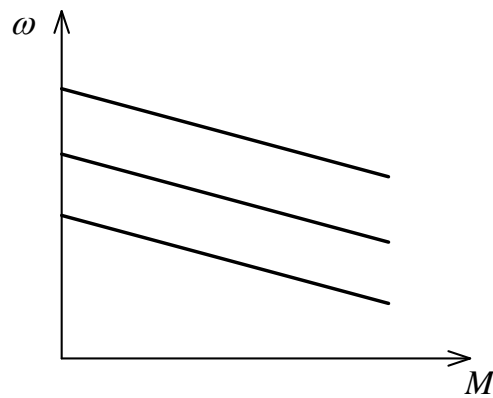
Виходячи із аналізу рівняння механічної характеристики можна визначити наступні особливості штучних механічних характеристик:

1. Напруга та потік не змінні, збільшується опір якірного ланцюга.



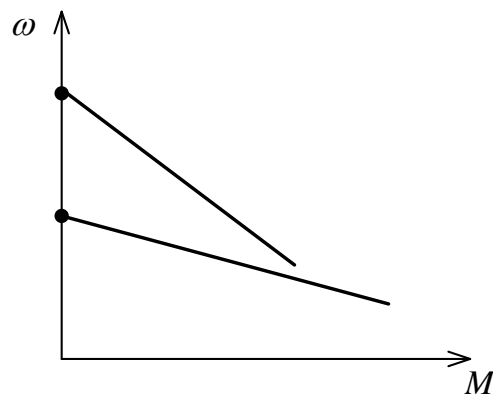
Швидкість ідеального х.х. незмінна, характеристики пом'якшуються при збільшенні опору якірного ланцюга.

2. Опір та потік не змінні, напруга та живлення регулюються.



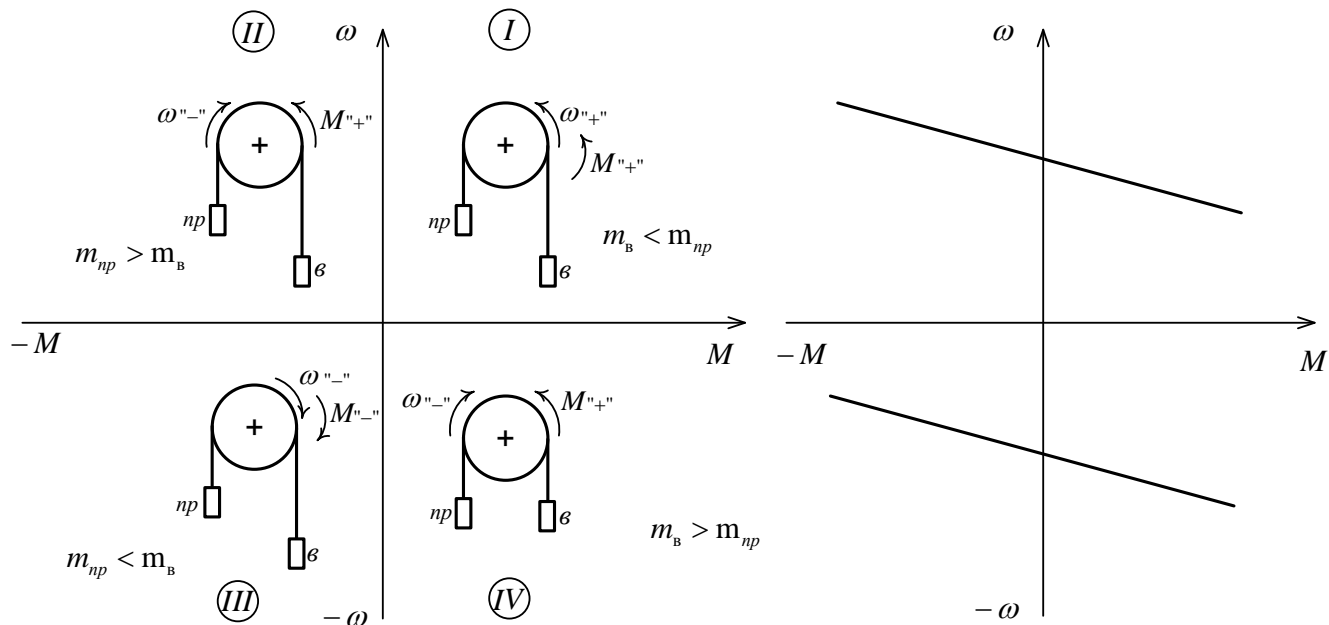
Регулюється напругою якоря  $U_{\text{я}}$ .

3. Напруга та опір якірного ланцюга незмінні – регулюється потік збудження.



### Режими роботи ДПС незалежного збудження.

Режими роботи ДПС розглянемо на прикладі вантажопідйомного механізму із противагою.



При аналізі режимів роботи ДПС враховують напрям моментів та швидкостей.

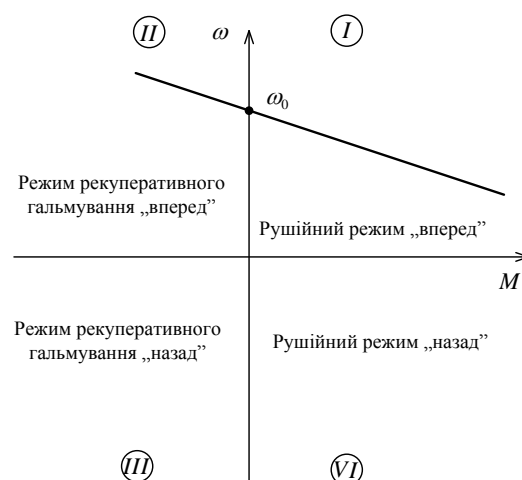
1. Рушійний режим роботи ДПС має місце при додатній швидкості і «+» моменті (рушійний режим «вперед» – квадрант I).
  2. При «-» моменті та «-» швидкості, має місце рушійний режим «назад» (квадрант III). В рушійних режимах  $\omega$  та  $M$  співпадають за напрямком, а двигун виконує механічну енергію.
  3. Режим гальмування «вперед» (квадрант II). Вага противаги більша за вагу вантажу, двигун генерує зворотній момент, щоб не перевищити дозволеної швидкості.
  4. Гальмування двигуном в режимі «назад» (квадрант IV). Вага більша за противаги, двигун обмежує швидкість спуску вантажу.
- Гальмівні режими характеризуються протилежним напрямком швидкості та моменту двигуна.

### Гальмівні режими роботи двигуна постійного струму. Рекуперативне гальмування.

Рекуперативне гальмування – це найбільш економічний спосіб зменшення швидкості обертання. Оскільки в цьому випадку двигун повертає енергію, накопичену у механічній частині, в мережу.

Реалізація цього режиму можлива в разі обертання ДПС, активним моментом із швидкістю більшою за  $\omega_0$ . Якщо двигун живиться від перетворювача, то режим рекуперативного гальмування може бути досягнений для будь-якої швидкості.

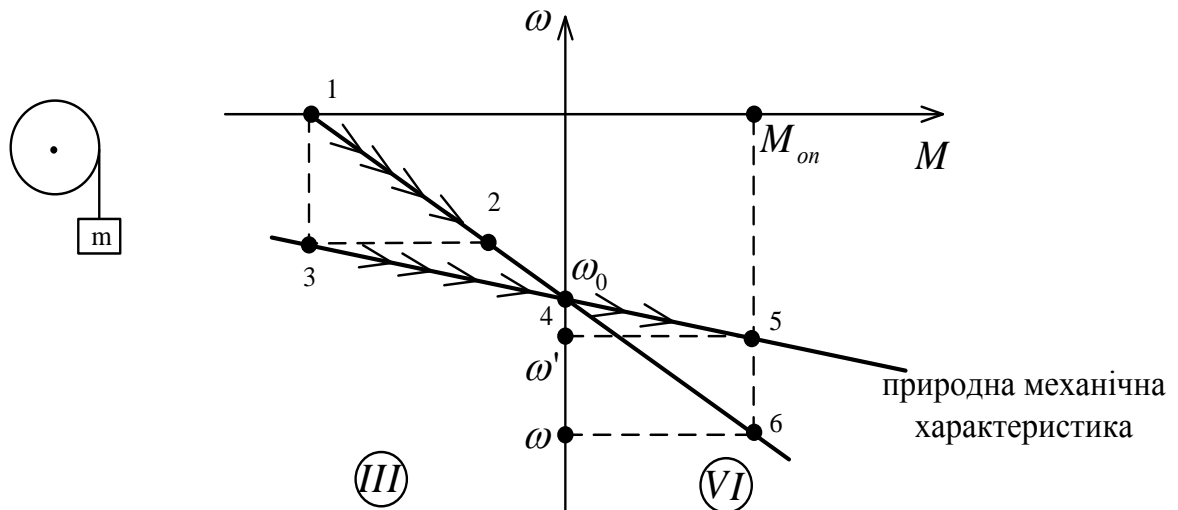
Розглянемо режим динамічного гальмування для двигуна на природній механічній характеристиці.



При досягненні за допомогою активного моменту швидкості ідеального холостого ходу, момент двигуна  $M_a = 0$  і подальший розгін валу супроводжується переходом рекуперативного гальмування та виникненням гальмівного моменту ДПС.

Як видно зі схеми механічна характеристика рекуперативного режиму є продовженням природної характеристики і має ту ж саму жорсткість.

Розглянемо процес спуску важкого вантажу в режимі рекуперативного гальмування.



Механічна частина приводу являє собою редуктор та барабан із піднятим вантажем –  $m$ , який зафіксований механічними гальмами. Для опускання вантажу в режимі рекуперативного гальмування (РГ) необхідно включити «вниз». Якщо включення виконати на природній механічній характеристиці, то пусковий момент багатократно перевищить номінальний, тому пуск виконується на штучній механічній характеристиці (точки 1, 6).

На штучній механічній двигун розганяється до точки 4 – ідеального холостого ходу, входить в режим РГ і тому прискорюється із кутковою швидкістю  $\omega$ . В точці 6 активний момент опору рівняється гальмівному моменту двигуна, подальше опускання відбувається з постійною швидкістю  $\omega$ .

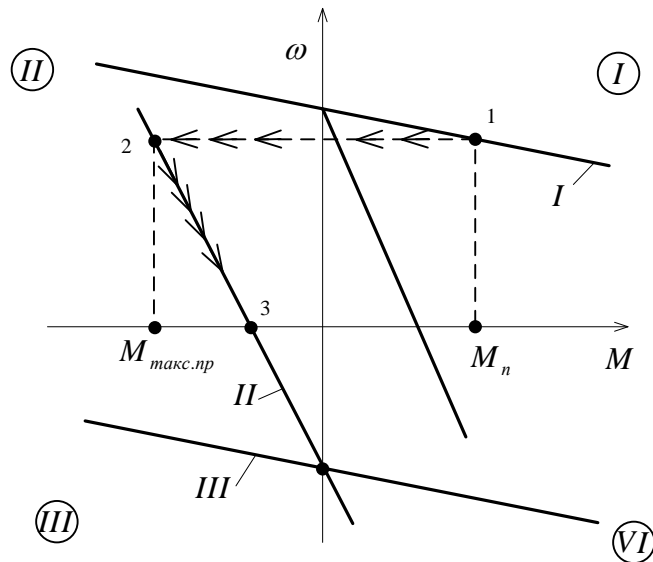
Якщо необхідно зменшити швидкість опускання, то із ланцюга якоря виводять додатковий опір. В цьому випадку робота відбувається у наступній послідовності:

1. Двигун прискорюється від т.1 до т.2 на штучній механічній характеристиці.
2. Додатковий опір виводиться, двигун переходить до т.3 – природної механічної характеристики.
3. Відбувається прискорення до швидкості ідеального холостого ходу.
4. В режимі РГ двигун прискорюється до т.5, точки сталої швидкості  $\omega' > \omega$ .

### Режим противключення.

В режимі гальмування противімкненням, вал двигуна обертається за рахунок інерції та активного моменту у сторону протилежну напрямку електромагнітного моменту. Цей режим гальмування забезпечується шляхом реверсу ДПС змінною полярності, на якорі або обмотці збудження.

Розглянемо гальмування противімкненням за допомогою наступної схеми.



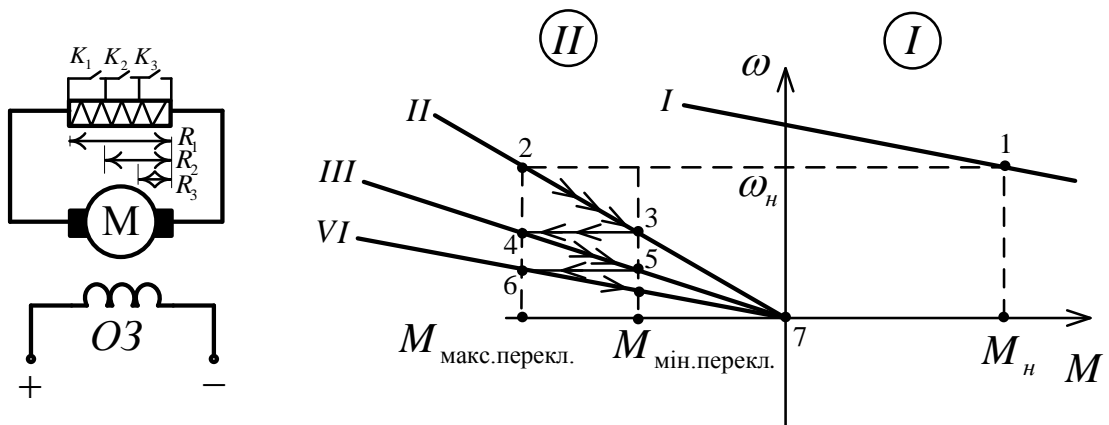
Нехай двигун працює на природній механічній характеристиці (I) із номінальною швидкістю та моментом (1). Реверс двигуна без додаткових заходів викликає миттєвий перехід на природну механічну характеристику (III) «назад». При цьому струм якоря перевищить номінальний в 7÷12 разів, момент гальмування багатократно перевищить номінальний. Таким чином перед реверсом двигуна необхідно ввімкнути в якорний ланцюг додатковий опір гальмування протидієюнням при якому гальмівний момент не перевищує  $M_{\max}$  протидіювання. Таким чином двигун миттєво переключиться на штучну характеристику (II) у точку (2) і зменшує швидкість обертання до точки (3). Якщо в цей момент не вимкнути двигун то він починає обертатись назад.

Гальмування протидіюванням дозволяє отримати великий гальмівний момент для будь-якої швидкості, але економічність гальмування найгірша – двигун знижує запасену енергію механічної частини за рахунок енергії електричної мережі.

### Динамічне гальмування.

В режимі динамічного гальмування якорний ланцюг відключається від мережі і замикається на опір динамічного гальмування. Обмотка збудження залишається ввімкненою. Двигун працює в режимі генератора, але вся електрична енергія розсіюється на додатковому опорі.

Величина опору динамічного гальмування визначає величину гальмівного моменту. Для обмеження моменту гальмування та зменшення часу гальмування іноді використовують багаступінчатий реостат динамічного гальмування.



Нехай двигун працює із швидкістю  $\omega_{\text{н}}$  на природній механічній характеристиці (I), при включенні динамічного гальмування ланцюг якоря введений максимальний опір  $R_1$  (ключі  $k_1, k_2, k_3$  –розімкнуті). Двигун переходить до т.2 гальмівної характеристики (II) та змінює швидкість до т.3, після чого замикається ключ  $k_1$ . Опір у якорному ланцюзі зменшується до  $R_2$ , двигун переходить

до т.4, гальмівної характеристики (III), зменшує швидкість до т.5, замикається ключ  $k_2$ , двигун переходить до т.6 і гальмується до повної зупинки т.7.

Переваги методу:

Простота та відносна економічність.

Недоліки:

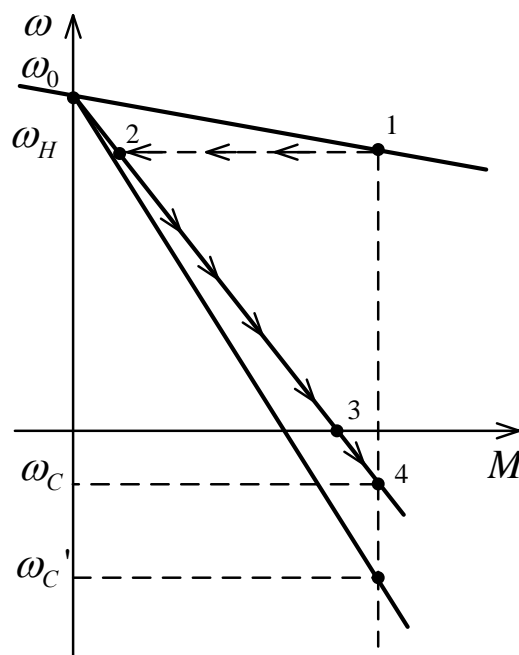
Низький гальмівний момент при малих швидкостях обертання.

### Силовий спуск.

Метод силового спуску використовується в електроприводі із активним моментом опору (найчастіше в вантажопідійомних механізмах).

Метод – є одним із випадків гальмування противмиканням. Суть методу полягає у введенні додаткового опору в якорний ланцюг. За рахунок цього електромагнітний момент двигуна зменшується і стає меншим за момент опору.

Розглянемо метод силового спуску за допомогою статичної діаграми.



Нехай двигун працює на природній механічній характеристиці, із номінальною швидкістю  $\omega_i$  та активним моментом  $M_c$  ом опору (т.1). В ланцюг якоря підключають додатковий опір для силового спуску. Двигун переходить до (т.2) реостатної характеристики, при чому момент опору значно перевищує момент ДПС.

Під дією активного моменту двигун поступово зупиняється (т.3), після чого розганяється у зворотній бік до (т.4), сталої швидкості.

Якщо необхідно спускати вантаж із більшою швидкістю, то в якорний ланцюг вводять додатковий опір (наприклад швидкість  $\omega_c$  на другій реостатній характеристиці).

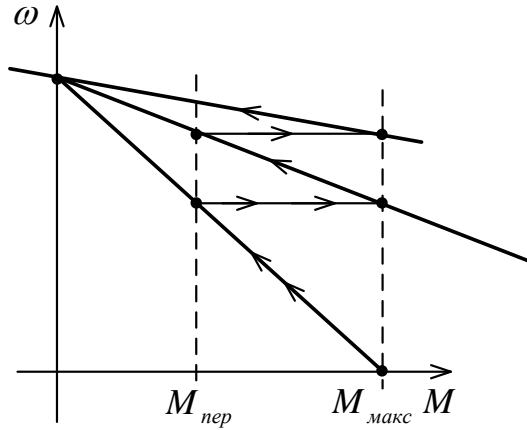
### Розрахунок опорів реостатного пуску та гальмування.

1. Розрахунок пускових опорів якорного ланцюга ДПС.

Сумарні опори якорного ланцюга визначаються через відношення максимального моменту двигуна до моменту переключення.

$$\lambda = \frac{M_{i\Delta\bar{n}}}{M_{ii}}$$





$$\begin{cases} R_3 = R_y \cdot \lambda \\ R_2 = R_3 \cdot \lambda \\ R_1 = R_2 \cdot \lambda \end{cases}$$

Для розрахунку величин опорів пускового реостату використовуються формули:

$$r_3 = R_y(\lambda - 1); \quad r_2 = R_3 \cdot \lambda; \quad r_1 = r_2 \cdot \lambda;$$

де  $R_y$  – опір якоря ДПС.

## 2. Розрахунок опорів гальмування противімкненням.

При гальмуванні противімкненням напруга живлення та напруга якоря ДПС мають один напрям. Відповідно рівняння напруг якірного ланцюга має вигляд:

$$U_{\dot{\alpha}\dot{\alpha}\dot{\alpha}} + U_y = I(R_y + R_{\dot{\alpha}\dot{\alpha}\dot{\alpha}})$$

Величина опору гальмування противімкненням визначається із умови обмеження струму максимальної величини, при цьому  $U_y$  і ЕДС якоря вважають максимальними.

$$U_{y,\dot{\alpha}\dot{\alpha}\dot{\alpha}} = U_{\dot{\alpha}\dot{\alpha}\dot{\alpha}} \quad (\text{при швидкості ідеального холостого ходу}).$$

Таким чином  $R_{\dot{\alpha}\dot{\alpha}\dot{\alpha}}$ :

$$R_{\dot{\alpha}\dot{\alpha}\dot{\alpha}} = \frac{2 \cdot U_{\dot{\alpha}\dot{\alpha}\dot{\alpha}}}{I_{\dot{\alpha}\dot{\alpha}\dot{\alpha}}} - R_y;$$

Зважаючи на те, що  $R_y$  звичайно значно менше ніж  $\frac{2U_{\dot{\alpha}\dot{\alpha}\dot{\alpha}}}{I_{\dot{\alpha}\dot{\alpha}\dot{\alpha}}}$ , для приблизних рахунків вважають, що:

$$R_{\dot{\alpha}\dot{\alpha}\dot{\alpha}} \approx \frac{2 \cdot U_{\dot{\alpha}\dot{\alpha}\dot{\alpha}}}{I_{\dot{\alpha}\dot{\alpha}\dot{\alpha}}};$$

Величина опору противімкненням майже в два рази перевищує опір при реостатному пуску.

## 3. Розрахунок опору динамічного гальмування.

При динамічному гальмуванні  $U_{\dot{\alpha}\dot{\alpha}\dot{\alpha}} = 0$ , а рівняння напруг має вигляд:

$$U_y = I \cdot (R_y + R_{\dot{\alpha}\dot{\alpha}})$$

Приймаючи  $U_y$  за максимальне значення  $U_y = U_{\dot{\alpha}\dot{\alpha}\dot{\alpha}}$  отримаємо формулу:

$$R_{\dot{\alpha}\dot{\alpha}} = \frac{U_{\dot{\alpha}\dot{\alpha}\dot{\alpha}}}{I_{\dot{\alpha}\dot{\alpha}\dot{\alpha}}} - R_y$$

Можна вважати, що опір динамічного гальмування приблизно рівняється пусковому опору.

## Динамічні властивості ДПС

При моделюванні ДПС незалежного збудження звичайно приймають ряд припущень:

1. Вважають, що розмагнічувальна дія реакції якоря є скомпенсованою.
2. Також не враховується розмагнічувальна дія вихрових струмів.
3. Індуктивність обмотки збудження, а також індуктивність якірного ланцюга залишаються незмінними.

При тих припущеннях рівняння напруг обмотки збудження мають вигляд:

$$U_{\zeta a} = r_{\zeta a} \cdot i_{\zeta a} + L \frac{di_{\zeta a}}{dt} = r_{\zeta a} \cdot i_{\zeta a} + L_{\zeta a} \cdot i_{\zeta a} \cdot p;$$

$$U_y = r_y \cdot i_y + L \frac{di_y}{dt} + l_y = r_y \cdot i_y + L_y \cdot i_y \cdot p + l_y;$$

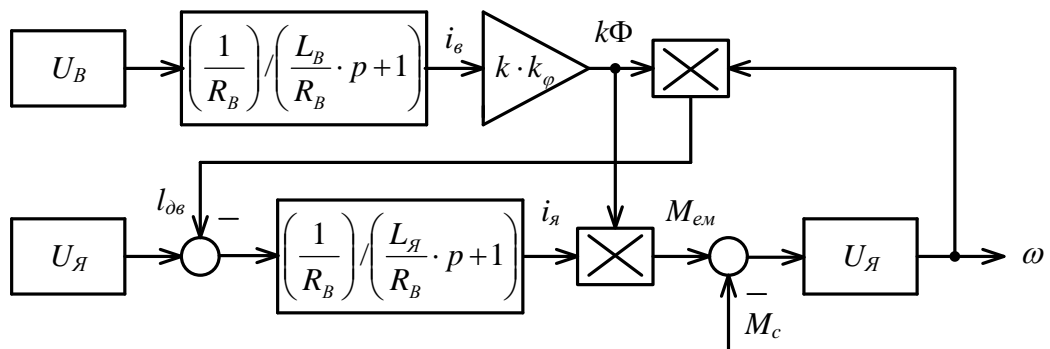
Вважаючи, що потік збудження прямо пропорційний струму збудження:

$$\Phi = k_{\varphi} i_{\zeta a};$$

Та приймаючи до уваги рівняння руху:

$$M_{ai} - M_{ii} = J \frac{d\omega}{dt};$$

Отримаємо наступну структуру математичної моделі:



На структурній схемі позначенні можливі канали регулювання:

- канал регулювання полем двигуна, якому відповідає керуюча дія  $U_a$ .
- канал регулювання полем якоря із керуючою силою  $U_y$ .

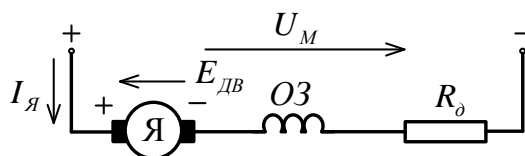
$$M_{ai} = k\Phi \cdot i_y;$$

Вважаючи відсутньою реакцію якоря процеси в обмотці збудження не залежать від процесів в обмотці якоря, але обмотка збудження безпосередньо впливає на процеси в якірному ланцюзі через потік збудження  $\Phi$ .

### Рівняння та характеристики двигунів послідовного збудження

ДПС застосовуються в підйомно-транспортних механізмах, де необхідний великий момент при малих швидкостях (підйому важкого вантажу) і навпаки великій швидкості, при малих навантаженнях (підйому вантажу захоплювального пристрою).

Схема вмикання двигуна без урахування вихрових струмів під час швидких змін потоку.



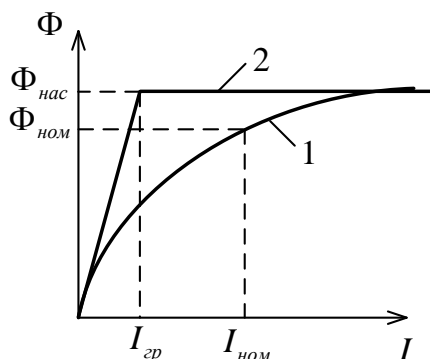
Характерною особливістю цього двигуна є те, що обмотка збудження включена послідовно в поле якоря. Тому магнітний потік є нелінійною функцією струму якоря  $\Phi = f(I_y)$ . ДПС описується такими ж рівняннями, що двигун незалежного збудження, але магнітний потік є функцією струму якоря, при цьому рівняння електромеханічної та механічної характеристик мають вигляд:

$$\omega = \frac{U_i}{k\Phi(I_{\dot{y}})} - \frac{M(r_{\dot{y}} + R_{\ddot{a}})}{[k\Phi(I_{\dot{y}})]^2};$$

$$\omega = \frac{U_i - I_{\dot{y}}(r_{\dot{y}} + R_{\ddot{a}})}{k\Phi(I_{\dot{y}})};$$

Але характеристики будуть нелінійними і будуть відрізнятися від характеристики двигуна незалежного збудження. Це обумовлено залежністю потоку двигуна від струму якоря.

У зв'язку з цим для наближеного аналізу електромеханічних властивостей двигуна, характеристика намагнічування апроксимується двома відрізками прямих, як показано на малюнку:



Якщо  $I_{\dot{y}} < I_{\ddot{a}\delta}$  магнітний потік пропорційний струму якоря  $\Phi = k_{\Phi} \cdot I_{\dot{y}}$ . А при  $I_{\dot{y}} \geq I_{\ddot{a}\delta}$  приймається постійним і рівним номінальному.

Згідно з прийнятою апроксимацією характеристики намагнічування механічної та електромеханічної характеристики (1) та (2) відповідно, мають різний вигляд в залежності від струму якоря. Якщо  $I_{\dot{y}} < I_{\ddot{a}\delta}$ , то  $k_{\Phi} = const$ , ці рівняння набувають вигляду:

$$\omega = \frac{U_i}{\sqrt{k \cdot k_{\Phi} \cdot \dot{i}}} - \frac{r_{\dot{y}} + R_{\ddot{a}}}{k \cdot k_{\Phi}};$$

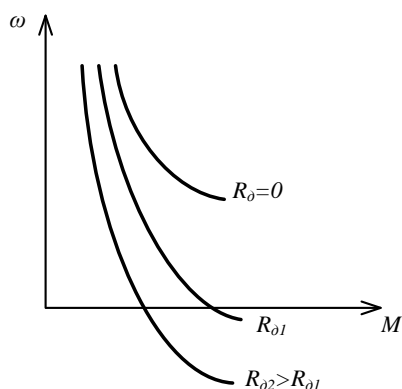
$$\omega = \frac{U_i}{k \cdot k_{\Phi} \cdot \dot{i}} - \frac{r_{\dot{y}} + R_{\ddot{a}}}{k \cdot k_{\Phi}};$$

При  $I_{\dot{y}} > I_{\ddot{a}\delta}$  магнітний потік  $\Phi = \Phi_{\dot{i}\ddot{a}\delta} = const$  і ті ж рівняння записуються наступним чином:

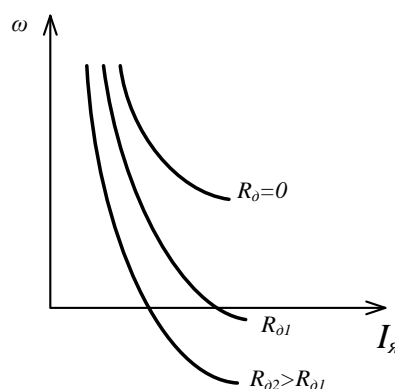
$$\omega = \frac{U_i}{k \cdot \Phi_{\dot{i}\ddot{a}\delta}} - \frac{M(r_{\dot{y}} + R_{\ddot{a}})}{(k \cdot \Phi_{\dot{i}\ddot{a}\delta})^2};$$

$$\omega = \frac{U_i}{k \cdot \Phi_{\dot{i}\ddot{a}\delta}} - \frac{I_{\dot{y}}(r_{\dot{y}} + R_{\ddot{a}})}{k \cdot \Phi_{\dot{i}\ddot{a}\delta}}.$$

Ці рівняння свідчать, що при навантаженнях менших ніж номінальні механічні характеристики двигуна послідовного збудження виражаються рівнянням гіперболи – однієї з асимптот, якої є вісь ординат, а другою – пряма паралельна осі абсцис, рівняння якої  $\omega = -\frac{R_{\dot{y}}}{k \cdot k_{\Phi}}$ .



Механічні характеристики



Електромеханічні характеристики

При великих навантаженнях настає насичення магнітного кола, потік двигуна стає сталим, при цьому залежність  $\omega = f(I_y)$  лінійна, як і у двигуна незалежного збудження.

З наведених рівнянь виходить, що теоретично, якщо  $I_y \rightarrow 0$ , то  $\Phi \rightarrow 0$  і при цьому  $\omega \rightarrow \infty$ . Проте через наявність залишкового магнітного потоку ( $\Phi_{\text{залишок}} \approx 0,1 \cdot \Phi_i$ ), швидкість ідеального холостого ходу  $\omega_0 = \frac{U_i}{\Phi_{\text{залишок}}} = (8..10) \cdot \omega_i$ .

У режимі холостого ходу в наслідок механічних втрат  $\omega_{\text{до}} = (4 \div 6) \cdot \omega_i$ , тому щоб уникнути механічних пошкоджень обмоток якоря не допуск. робота ДПЗ, коли навантаження нижче  $0,2 \cdot I_i$ .

Особливостями механічних характеристик ДПЗ є:

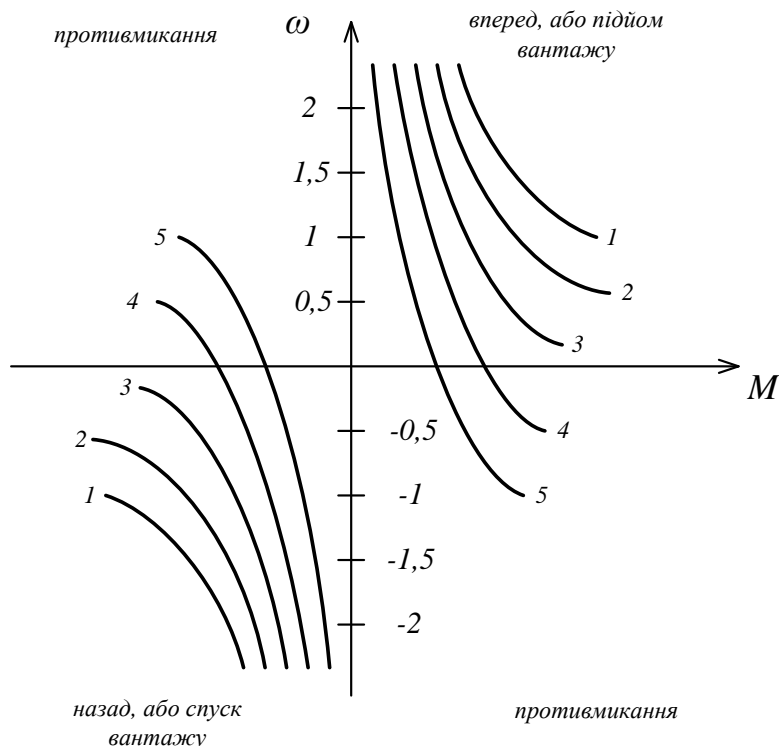
1. Ризьке підвищення швидкості в режимі холостого ходу.
2. При  $I_y > I_{\text{мі}}$  магнітне коло машини насичується, подальше збільшення струму призводить до незначного збільшення  $\Phi$  і механічна характеристика стає майже лінійною (наближаючись до властивостей двигуна незалежного збудження).

Для зворотної полярності напруги прикладемо тільки до обмотки якоря механічної характеристики розташовується в 3 квадранті.

Механічні характеристики ДПЗ при різних додаткових опорах у відносних одиницях:

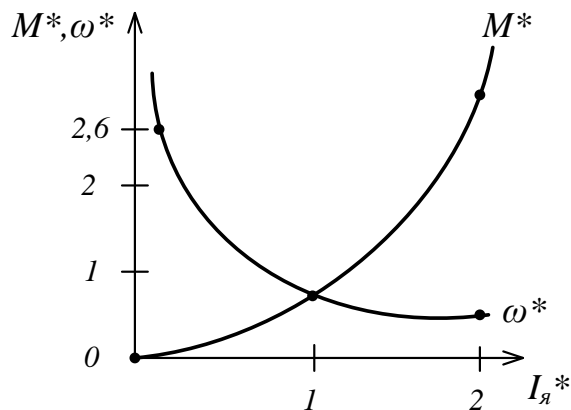
- 1 –  $R_a^* = 0$  (природна характеристика)
- 2 –  $R_a^* = 0,2$
- 3 –  $R_a^* = 0,5$
- 4 –  $R_a^* = 0,75$
- 5 –  $R_a^* = 1,25$

Отриманні рівняння механічних характеристик в припущенні лінійності кривої намагнічування дають лише загальне уявлення про механічні властивості двигуна, тому в практичних розрахунках користуються універсальними кривими у відносних одиницях.



$$\omega^* = f(I_y^*);$$

$$M^* = f(I_y^*).$$



Виявляється, що для однієї і тієї ж серії машин у широкому діапазоні зміні потужності і напруж вказані залежності у відносних одиницях практично співпадають, тому їх називають універсальними і наводять у каталогах для кожної серії машин.

Основні переваги двигуна послідовного збудження:

1. ДПЗ при одному і тому ж пусковому струмі розвиває більший пусковий момент ніж двигун незалежного збудження. Це обумовлено тим, що при пуску магнітний потік стає більше номінального ( $I_{aи} = (2..2,5) \cdot I_y, M_{aи} = (2,4..3) \cdot M_{и}$  )

2. Момент двигуна не залежить від коливань напруги мережі, оскільки магнітний потік є функцією струму якоря.

3. ДПЗ менш чутливі до різких коливань напруги живлення, оскільки магнітний потік слідує за струмом якоря.

4. Для ДПЗ спад пускового струму відбувається швидше в наслідок більш високого темпу розгону двигуна через зростання пускового моменту.

5. При малих статичних навантаженнях двигун розвиває велику швидкість, а при великих автоматично знижує її.

### Побудова, та особливості штучних механічних характеристик двигуна послідовного збудження.

Аналітичний розрахунок механічних характеристик ДПС з ПЗ є складними, в наслідок їх нелінійності. Тому для побудови використовують універсальні характеристики.

#### Побудова реостатних характеристик ДПС з ПЗ

1. Користуючись універсальними характеристиками будується природна механічна характеристика.

2. Із застосуванням природної характеристики за відомою величиною додаткового опору в обмотці якоря будуються реостатні механічні характеристики  $\omega_{i\delta} = \frac{U_i - I_y r_y}{k\Phi}$ .

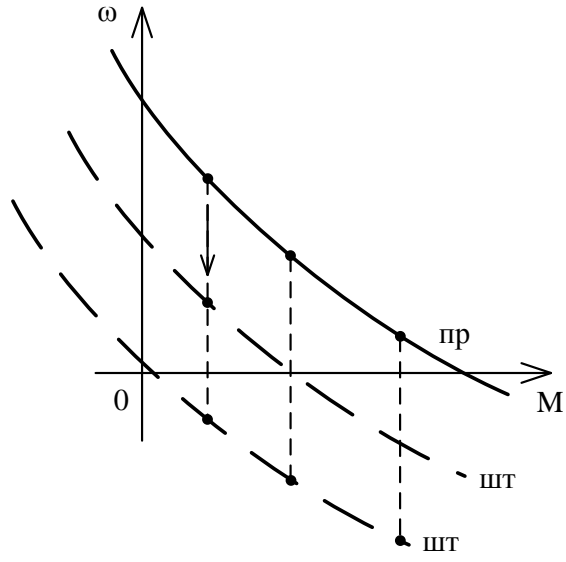
$$\text{Швидкість на штучній характеристиці } \omega_{\delta\delta\delta i} = \frac{U_i - I_y (r_y + r_a)}{k\Phi}$$

Звідки маємо  $\omega_{\delta\delta\delta i} = \frac{U_i - I_y (r_y + r_a)}{U_i - I_y \cdot R_y} \cdot \omega_{i\delta}$ . Із застосуванням вказаних залежностей можна по-

будувати сімейство штучних реостатних характеристик.

Зважаючи на те, що зміна швидкості обертання двигуна, пропорційне додатковому опору в ланцюзі якоря, можна побудувати сімейство механічних характеристик за двома характеристиками:

- природної;
- штучної.



Побудова механічних характеристик при зміні напруги живлення.

1. Будується природна механічна характеристика.
2. Сімейство природних механічних характеристик можна отримати паралельним переносом характеристики пропорційно зміні напруги.

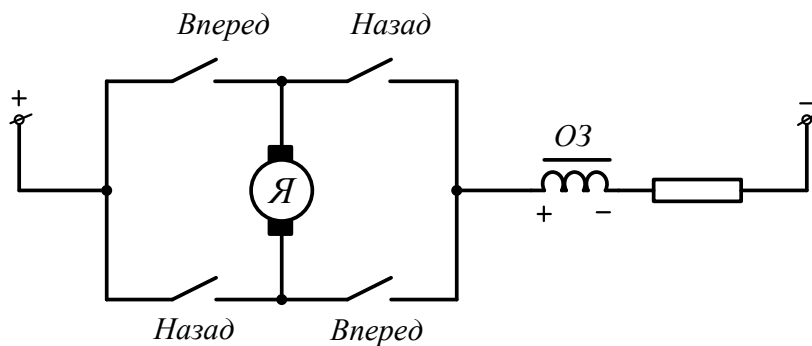
### Режими роботи двигунів постійного струму ПЗ.

В ДПС із ПЗ можливі наступні режими роботи:

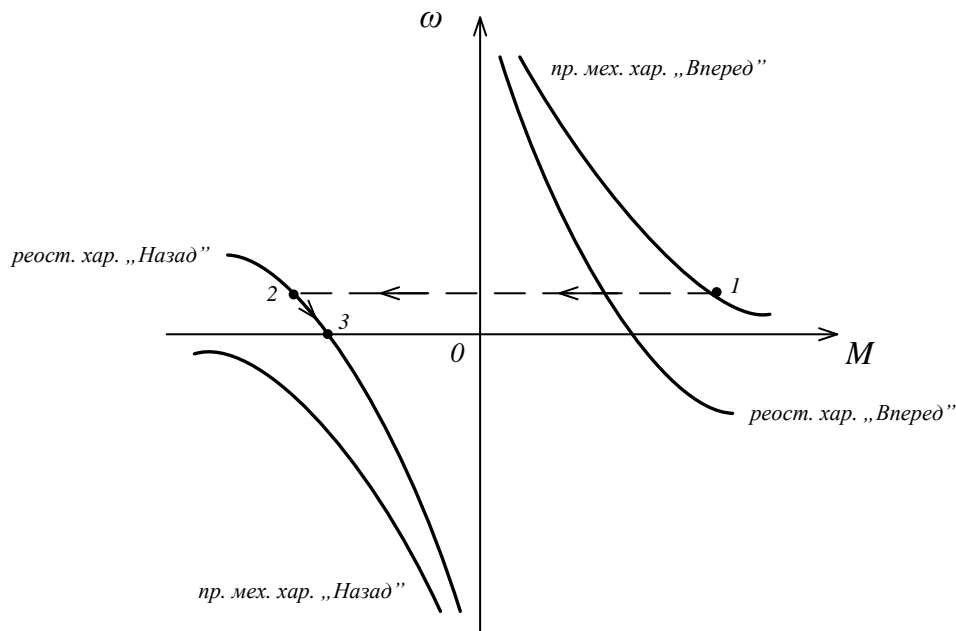
1. Рушійний режим роботи.
2. Режим гальмування-протivismкання.
3. Режим динамічного гальмування.

Режим рекуперативного гальмування ДПС із ПЗ реалізувати неможливо.

Режим гальмування-протivismкання.

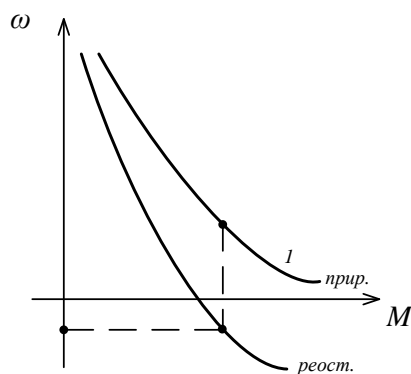


Для реалізації режиму протivismкання необхідно забезпечити можливість зміни полярності на якорі без зміни полярності обмотки збудження. Так на наведеній схемі попарне ввімкнення вимикачів «Вперед» та вимикачів «Назад», забезпечує реверс двигуна.

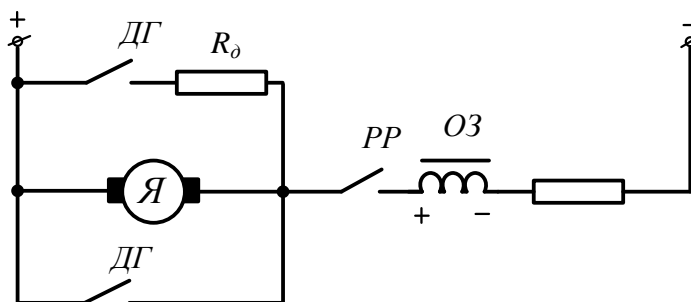


Гальмування противмиканням ДПС із ПЗ аналогічне гальмуванню ДПС із НЗ. На приведеній схемі двигун із точки (1) природної механічної характеристики переходить в точку (2) реостатної характеристики «Назад» із неї зупиняється до точки (3).

ДПС із ПЗ також може бути реалізованим режим силового спуску. В цьому випадку до якірного ланцюга вводиться додатковий опір, момент двигуна стає меншим за активний момент опору, вантаж опускається із швидкістю  $\omega_c$ .



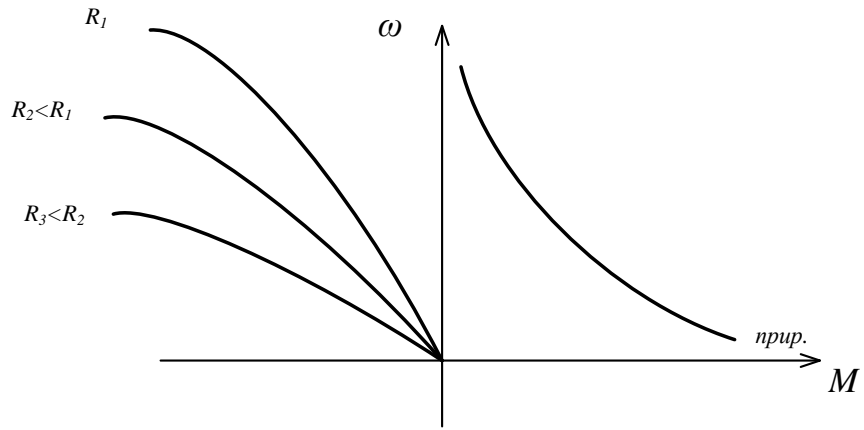
### Режим динамічного гальмування ДПС із ПЗ.



1. Для забезпечення режиму динамічного гальмування необхідно відімкнути якір від мережі живлення та включити його на опір динамічного гальмування.

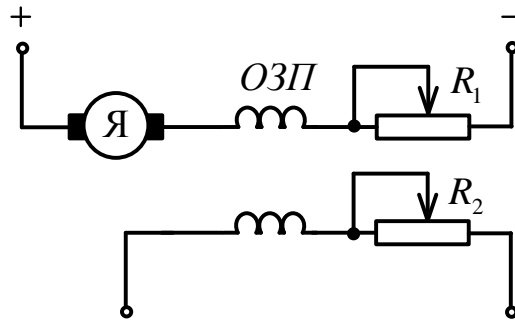
2. Через обмотку збудження повинен протікати струм. Робочий режим на схемі ввімкненому ключу РР, режим динамічного гальмування, реалізується вимкненням РР та включенням ДГ (обох).

Механічні характеристики динамічного гальмування подібні до характеристик ДПС із НЗ і мають вигляд:



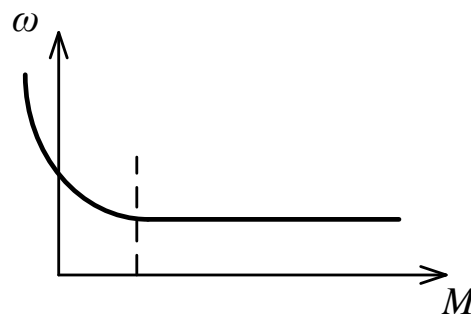
### Двигуни постійного струму змішаного збудження

ДПС змішаного збудження (33) мають як обмотку послідовного збудження так і обмотку паралельного збудження.



Механічні характеристики ДПС змішаного збудження є нелінійними для побудови природних характеристик використовуються універсальні характеристики. Побудова штучних характеристик виконується аналогічно ДПС із ПЗ.

Характерною особливістю ДПС 33 є значне зменшення швидкості при невеликих моментах та більш жорстка характеристика при великих моментах.



### Динамічні властивості двигуна постійного струму послідовного збудження

При аналізі динамічних властивостей у першому наближенні вважають відомими сталі часу основних і вищих гармонійних сталих струму.

Вплив вихрових струмів звичайно враховуються системою короткозамкнутих контурів, індуктивності котрих не зв'язані один з одним.

В цьому випадку при ступінчатій зміні намагнічу вального струму, магнітний потік в масивному магнітопроводі визначаються за формулою:

$$\Phi(t) = \Phi_c \left( 1 - 0,65 \cdot e^{-\frac{t}{T_1}} - \frac{0,99}{9} \cdot e^{-\frac{t}{T_3}} - \dots \right).$$

Той же самий вираз для шихтованого магнітопроводу має вигляд:



$$\Phi(t) = \Phi_c \left( 1 - 0,81 \cdot e^{-\frac{t}{T_1}} - \frac{0,81}{9} \cdot e^{-\frac{t}{T_3}} - \dots \right),$$

де  $\Phi_c$  – стале значення магнітного потоку;

$T_1, T_3$  – сталі часу основної ( $T_1$ ) та вищих гармонійних складових магнітного потоку ( $T_3, \dots$ ).

При першому наближенні еквіваленту сталу часу вихрових струмів можна прийняти, як:

$$T_{\text{а\ddot{o}л\ddot{o}д.}} = (0,15 \div 0,2)T_3 \text{ – для масивної станини.}$$

$$T_{\text{а\ddot{o}л\ddot{o}д.}} = (0,07 \div 0,1)T_3 \text{ – для шихтованої станини.}$$

Для ДПС із послідовним збудженням звичайно враховують два контури:

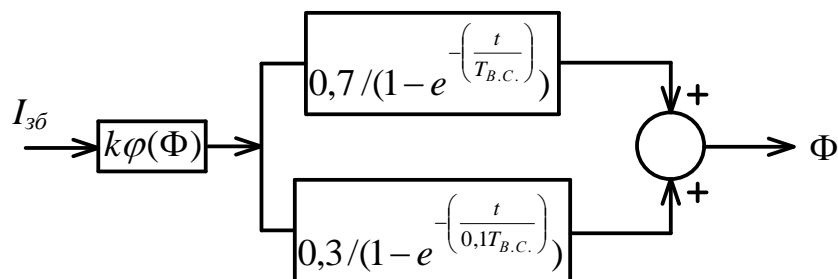
- для основної гармоніки;
- для сумарної дії всіх інших.

В цьому випадку зміна магнітного потоку описується виразами:

– Для статора з масивною станиною  $\Phi(t) = \Phi_c \left( 1 - 0,7 \cdot e^{-\frac{t}{T_{\text{А.Н.}}}} - 0,3 \cdot e^{-\frac{t}{0,1 \cdot T_{\text{А.Н.}}}} \right);$

– Для статора з шихтованою станиною  $\Phi(t) = \Phi_c \left( 1 - 0,85 \cdot e^{-\frac{t}{T_{\text{А.Н.}}}} - 0,15 \cdot e^{-\frac{t}{0,1 \cdot T_{\text{А.Н.}}}} \right).$

Таким чином, наприклад для масивного магнітопроводу, структурна схема магнітного кола має вигляд:

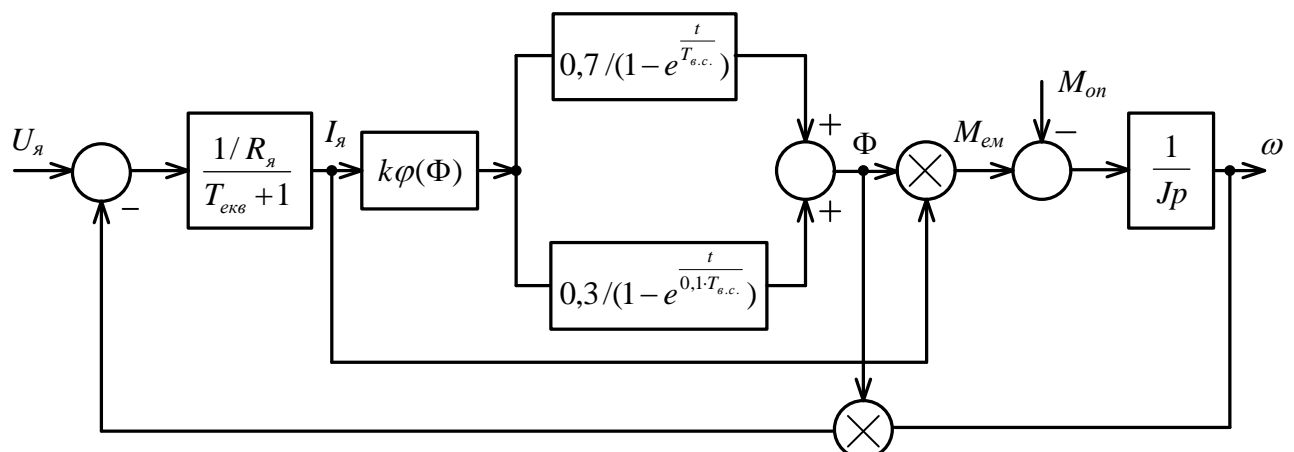


Аналогічним чином будується структурна схема для потоку шихтованій станині.

Розглянута структурна схема дійсна для лінійної залежності потоку від струму збудження.

Відомо, що вже при номінальному потоці має місце насичення в магнітному ланцюзі збудження, модель стає нелінійною. Для того, щоб перейти до спрощеної лінійної моделі, використовують узагальнену сталу часу нелінійного елемента, яку визначають експериментально на основі осцилограм перехідного процесу.

В результаті, структурна схема двигуна послідовного збудження має вигляд:



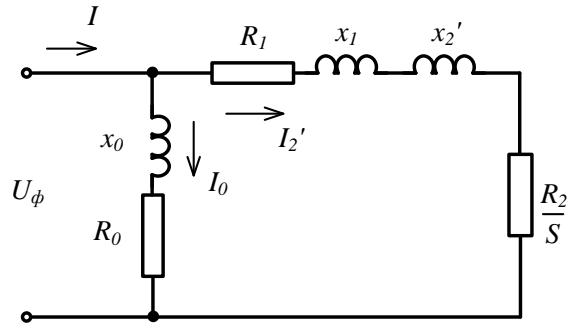
Структурна схема двигунів із шихтованою станиною відрізняється від наведеної лише в частині структурної схеми магнітопроводу ( $0,7 \rightarrow 0,85$ ), ( $0,3 \rightarrow 0,1$ ).

### Двигуни змінного струму. Асинхронні двигуни.

Асинхронний двигун є найпоширенішим типом електричних двигунів. Відносно ДПС має кращі масово-габаритні показники і т.п.

Рівняння та характеристики.

Роботу АД в сталих режимах можна аналізувати із використанням еквівалентних схем заміщення в якості прикладу розглянемо Г-подібну схему заміщення.



В схемі прийняті позначення:

$R_1, x_1$  – активний опір та індуктивність розсіювання фазної статорної обмотки відповідно.

$x_2'$  – індуктивність розсіювання фазної обмотки ротора зведена до обмотки статора.

$\frac{R_2'}{S}$  – еквівалентний опір активна потужність на якому відповідає механічній потужності на валу та втраті потужності на активному опорі ротора.

$S$  – ковзання.

$R_2'$  – зведений до статора активний опір фази ротора.

$x_0, R_0$  – індуктивність ланцюга намагнічування та активний опір, що відображає втрати в сталі.

$I$  – струм фази статора.

$I_0$  – струм ланцюга намагнічування.

$I_2'$  – зведений до статора струм фази ротора.

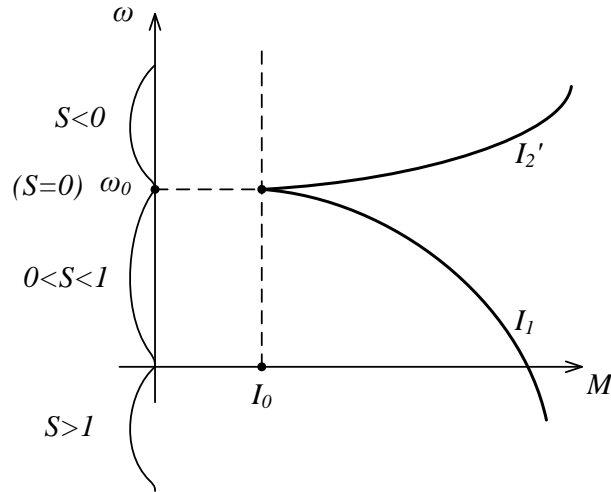
Відповідно до схеми заміщення можна записати вираз струму  $I_2'$ :

$$I_2' = \frac{U_\delta}{\sqrt{\left(\frac{R_2'}{S}\right)^2 + (x_1 + x_2')^2}}$$

Залежність для  $I_2'$  є рівнянням електромеханічної характеристики, оскільки ковзання  $S$  однозначно визначає кутову швидкість двигуна. Слід зазначити, що величина струму намагнічування є незмінною  $I_0 = \frac{U_\delta}{\sqrt{R_0^2 + x_0^2}}$ .

$$I_0 = \frac{U_\delta}{\sqrt{R_0^2 + x_0^2}}$$

Електромеханічна характеристика АД має вигляд:



Розглянемо характерні точки:

1. Точка ідеального холостого ходу  $\omega = \omega_0$ ,  $S = 0$ ;  $\frac{R_2'}{S} = \infty$ ,  $I_2' = 0$ ;
2. Точка короткого замикання із максимальним струмом ротора в рушійному режимі (також має місце при пуску)  $S=1$ ;  $\omega = 0$ ;  $I_2' = I_{2\max}' = I_{2\text{э.с.}}'$ ;
3.  $1 > S > 0$  – рушійний режим роботи;
4.  $S \rightarrow \infty$  – гальмування противмиканням;
5.  $S \rightarrow -\infty$  – рекуперативне гальмування.

Приймаючи до уваги, що  $M = \frac{P}{\omega}$ , а електрична потужність, що еквівалентна механічній потужності  $P = (I_2')^2 \cdot \frac{R_2'}{S}$ , отримаємо залежність для електромагнітного моменту.

$$M = 3 \cdot (I_2')^2 \cdot \frac{R_2'}{S \cdot \omega_0};$$

Враховуючі формулу  $I_2' = \frac{U_\delta}{\sqrt{\left(\frac{R_2'}{S}\right)^2 + (x_1 + x_2')^2}}$ , отримаємо рівняння для електромагнітного

моменту:

$$M = \frac{3U_\delta \cdot R_2'}{\omega_0 \cdot S \cdot \left[ \left( r_1 + \frac{R_2'}{S} \right)^2 + (x_1 + x_2')^2 \right]};$$

За цією залежністю визначається критичне ковзання:

$$S_{\text{эв}} = \pm \frac{R_2'}{\sqrt{R_1^2 + x_k^2}}, \quad x_k = (x_1 + x_2').$$

Якщо в коло ротора введений додатковий опір  $R_a$ , то критичне ковзання визначається:

$$S_{\text{эв}} = \pm \frac{R_2' + S_a}{\sqrt{R_1^2 + x_k^2}};$$

Виходячи із рівняння для  $S_{\text{эв}}$ , критичне ковзання визначається активним опором в ланцюзі роторної обмотки.

Формула механічної характеристики звичайно використовується у перетвореному вигляді;

$$M = \frac{2M_{\text{эв}}(1 + \alpha \cdot S_{\text{эв}})}{\frac{S}{S_{\text{эв}}} + \frac{S_{\text{эв}}}{S} + 2\alpha \cdot S_{\text{эв}}};$$

Цей вираз має назву уточненої формули Клосса.

Де  $M_{\hat{e}\hat{d}}$  – максимальний критичний момент механічної характеристики.

$S_{\hat{e}\hat{d}}$  – критичне ковзання, що відповідає критичному моменту.

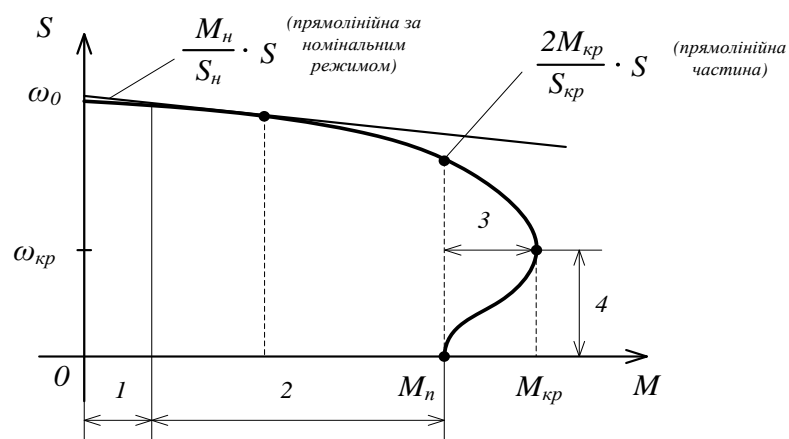
$\alpha$  – співвідношення активного опору статора до приведенного активного опору ротора;

$$\alpha = \frac{R_1}{R_2'};$$

Якщо знехтувати величиною активного опору статора  $R_1$ , прийняти  $\alpha = 0$ , отримаємо спрощену формулу Клосса:

$$M = \frac{2M_{\hat{e}\hat{d}}}{\frac{S_{\hat{e}\hat{d}}}{S} + \frac{S}{S_{\hat{e}\hat{d}}}};$$

Проаналізуємо механічну характеристику АД побудованої за допомогою формули Клосса.



### 1. Частина 1 механічної характеристики.

Зона малих ковзань. Механічна характеристика практично лінійна, жорсткість відносно висока. При малих ковзаннях можна знехтувати величиною  $\left(\frac{S}{S_{\hat{e}\hat{d}}}\right)$  та перейти до лінійної механічної характеристики.  $M = \frac{2M_{\hat{e}\hat{d}}}{S_{\hat{e}\hat{d}}} \cdot S$ . У цьому випадку лінеаризована м.х. є дотичною в точці  $\omega_0$ .

2. АД звичайно працює у зоні близької до номінального ковзання (частина 2). В цьому випадку доцільно лінеаризувати механічну характеристику, як дотичну у точці з номінальною швидкістю:

$$M = \frac{M_i}{S_i} \cdot S;$$

3. Значно нелінійний участок характеристики (частина 3). Характеристика пом'якшується із збільшенням моменту до  $M_{\hat{e}\hat{d}}$ .

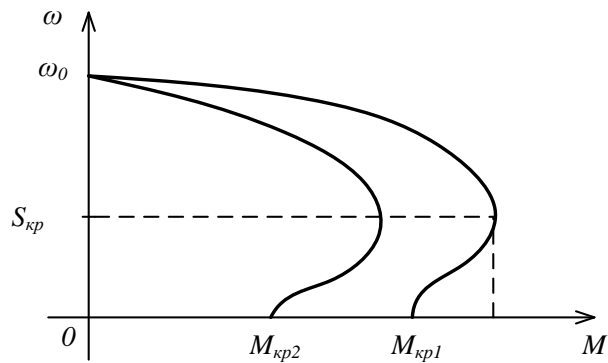
4. Участок характеристики із « $\rightarrow$ » жорсткістю. Характеризує нестійкий участок механічної характеристики.

Таким чином м.х. в робочому режимі АД можна вважати лінійною, що подібно до механічної характеристики ДПС.

Характерною особливістю механічної характеристики АД, є зменшення перевантажувальної здатності пропорційно квадрату зменшення напруги живлення.

$$M_{\phi\delta \cdot \delta\delta\delta} = \left(\frac{U_{\delta}}{U_{\delta.i.}}\right)^2 \cdot M_{\dot{\omega} \cdot \delta\delta\delta}$$

Для будь-якої точки штучної механічної характеристики можна визначити момент через відносне зменшення напруги живлення та момент природної механічної характеристики.



### Побудова пускових характеристик та розрахунок пускових опорів.

Порядок розрахунку пускових опорів розглянутий для ДПС незалежного збудження може бути застосований для АД із ФР. Відмінність полягає у наступному. Максимальний пусковий момент приймається не більше, як  $0,85M_{\epsilon\delta}$  із урахуванням можливого зменшення напруги та відносного збільшення струмів статора при великих ковзаннях.

Розглянемо графоаналітичний метод розрахування пускових опорів.

1. Визначається максимальний пусковий момент  $M_{\max} \leq 0,85M_{\epsilon\delta}$ . Приймається кількість ступенів пускового реостату:  $m = 3..5$ .

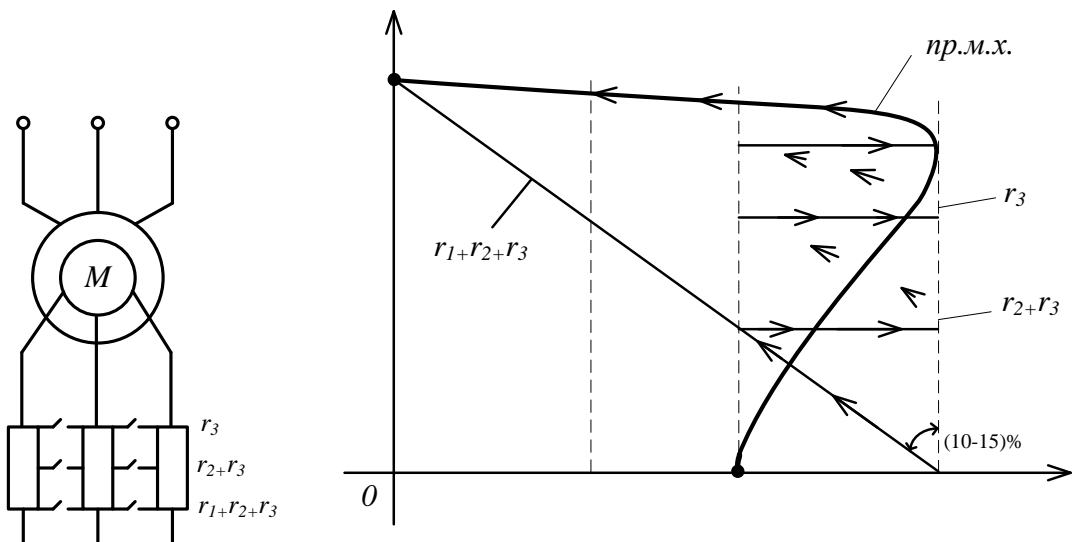
2. Визначається кратність  $\lambda'$  відношення максимального та мінімального моментів перемикання  $\lambda' = \frac{M_{\dot{\alpha}\epsilon\dot{n}}}{M_{\dot{\alpha}\dot{\gamma}}} = m \sqrt{\frac{M_{\dot{m}}}{M_{\dot{\alpha}\epsilon\dot{n}} \cdot S_{\dot{m}}}}$ .

3. Визначивши  $\lambda'$ , визначають мінімальний момент перемикання  $M_{\dot{\alpha}\dot{\gamma}} = \frac{M_{\dot{\alpha}\epsilon\dot{n}}}{\lambda'}$ . Отриманий мінімальний момент перемикання повинен на (10–20)% перевищувати статичний момент опору. Якщо це правило не виконується то, кількість пускових ступенів збільшують.

4). За відомими  $M_{\dot{\alpha}\epsilon\dot{n}}$  і  $M_{\dot{\alpha}\dot{\gamma}}$  будують м.х. аналогічно випадку із двигуном постійного струму.

5). Обраховують загальний опір реостатних характеристик.

6). За визначеними опорами реостатних характеристик, визначають опори кожного ступеню пускового реостату (пункти 5 і 6 аналогічні випадку із ДПС).

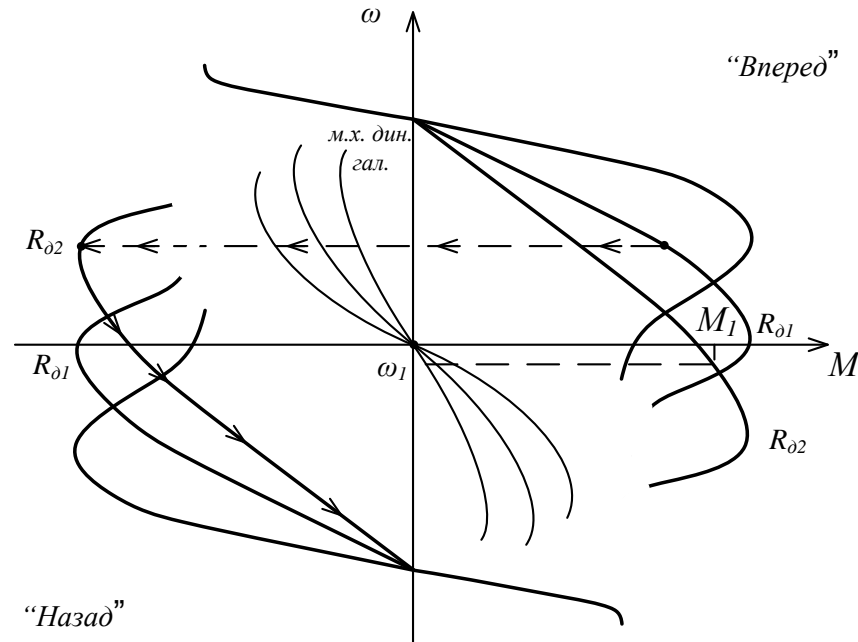


## Режими роботи асинхронних двигунів.

В асинхронних двигунах із фазним або короткозамкнутим ротором можливі наступні режими роботи:

1. Робочий режим.
2. Рекуперативне гальмування.
3. Динамічне гальмування.
4. Гальмування противмиканням.

Пояснимо режими роботи АД за допомогою статичних механічних характеристик по чотирьох квадрантах координатної площини.



Для АД аналогічно ДПС рушійним режимом роботи відповідають механічні характеристики розташовані у першій та третій четвертях.

Механічна характеристика динамічного гальмування має початок у початку координатної сітки та розташовується у другій та четвертій четвертях.

Гальмуванню противмиканню відповідають два випадки:

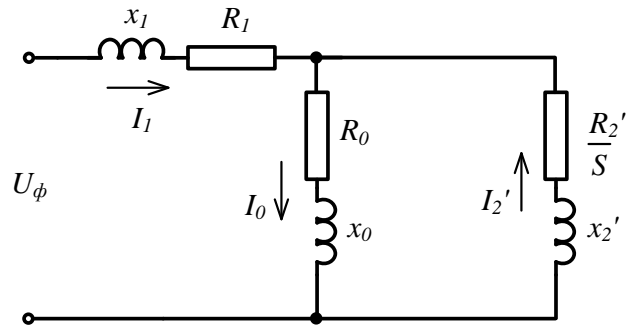
1. Силовий спуск для активного моменту  $M_1$  який більше пускового моменту на реостатній м.х. із  $R_{a2}$ .
2. Противмикання із рушійного режиму роботи шляхом реверсу двигуна. Наприклад перехід із  $R_{a1}$  в першій четверті до  $R_{a2}$  в другій четверті.

### Рекуперативне гальмування (генераторне гальмування).

Має місце при перевищенні швидкістю обертання швидкості ідеального холостого ходу. При використанні частотного регулювання електроприводу, рекуперативне гальмування можливе при будь-якій швидкості.

Генераторне (рекуперативне) гальмування:

Розгляд даного режиму роботи доцільно виконувати із застосуванням Т-подібної схеми заміщення.



При досягненні частотного ротору швидкості ідеального холостого ходу, опір  $\frac{R_2'}{S}$  досягає  $\infty$  ( $S=0$ ).

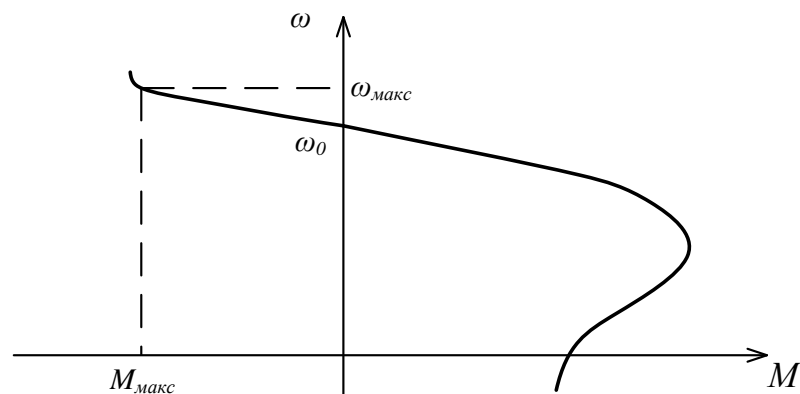
При подальшому збільшенні швидкості ковзання стає « $\leftarrow$ », таким чином приведений струм ротору змінює свій напрямок (двигун працює в режимі генератора).

При цьому слід зазначити, що струм  $I_0$  не змінює свого напрямку, таким чином від мережі живлення споживається енергія для ланцюга намагнічування.

Механічні характеристики для рекуперативного гальмування є продовженням робочих механічних характеристик у другій та четвертій четвертях.

Зауваження.

При використанні рекуперативного гальмування слід приймати до уваги, що гальмівний момент не повинен перевищувати максимального гальмівного моменту. При перевищенні моменту, швидкість механізму може досягнути небезпечних значень.



### Гальмування противмиканням асинхронного двигуна.

При гальмуванні шляхом реверсу, струм двигуна значно перевищує струм короткого замикання, при цьому гальмівний момент є не великим, через велику частоту струму в роторі.

Механічні характеристики при гальмуванні противмиканням будуються по тим же залежностям, що і рушійні характеристики, але ковзання  $S = \frac{\omega_0 - (\omega)}{\omega_0} > 1$ .

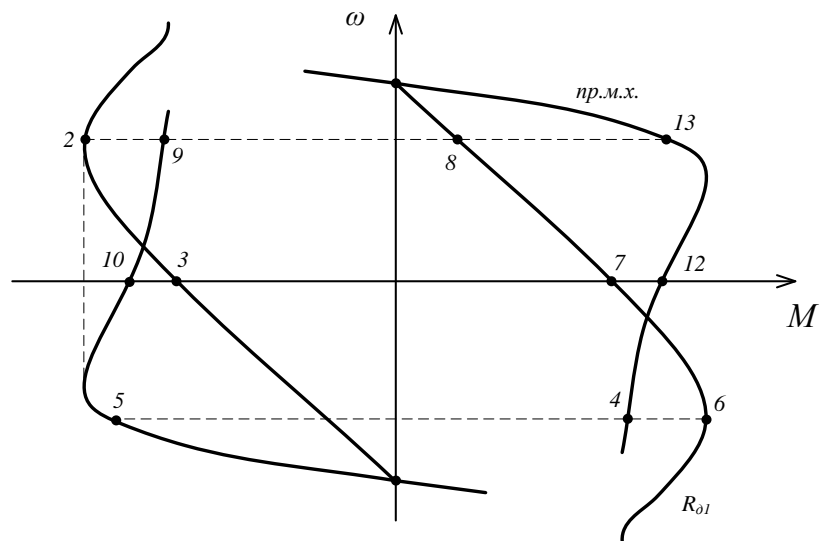
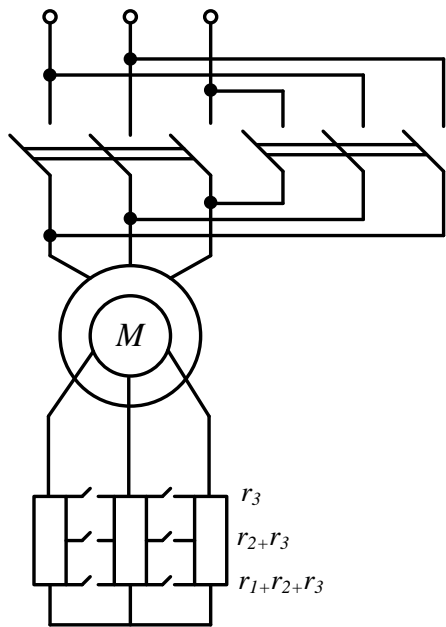
Приблизний розрахунок опорів гальмування противмиканням може бути виконаний графоаналітичним методом. Якщо відомі природна та штучна механічна характеристика. Наприклад для остаточної схеми опір  $R_{a1}$  визначається як:

$$R_{a1} = \frac{r_2 \cdot l_{1-8}}{l_{1-13}}, \text{ де } l_{1-8}, \text{ та } l_{1-13} - \text{довжина відрізків між позначеними точками.}$$

$r_2$  – опір фази обмотки ротора, що визначається як:

$$r_2 = \frac{U_{2f}}{\sqrt{3} \cdot I_{2f}} \cdot S_f, \text{ де } I_{2f}, U_{2f}, S_f - \text{ номінальний струм та напруга ротора, номінальне ковзання}$$

відповідно.



У випадку, якщо відоме критичне ковзання штучної механічної характеристики, можна визначити додатковий опір формулою:

$$r_{\dot{a}} = \left( \frac{S_{\dot{e}\dot{\delta}, \dot{\omega}\dot{\delta}}}{S_{\dot{e}\dot{\delta}, i\dot{\delta}}} - 1 \right) \cdot r_2;$$

Якщо відома лише одна точка, штучної механічної характеристики (відомий статичний момент опору та необхідна швидкість опускання), визначається природна та штучна механічна характеристика, при додаткових моментах ( $M = M_c, \omega = -\omega_c$ ).

$$S_{i\dot{\delta}} = \frac{\omega_0 - \omega_c}{\omega_0}; \quad S_{\dot{\omega}n} = \frac{\omega_0 - (-\omega_c)}{\omega_0}.$$

Додатковий опір визначається за формулою  $r_{\dot{a}} = r_2 \left( \frac{S_{\dot{\omega}\dot{\delta}}}{S_{\dot{e}\dot{\delta}}} - 1 \right)$ .

### Режим динамічного гальмування.

Для реалізації режиму динамічного гальмування необхідно відімкнути двигун від мережі, ключ  $KM_1$  та підключити постійну напругу до двох фазних обмоток статора, ключ  $KM_2$ . Величина гальмівного моменту визначається опором динамічного гальмування  $R\dot{a}_2$ , опір  $R'$  призначений для обмеження постійного струму через обмотки статора. Оскільки опір статорних обмоток постійного струму є малим, то необхідно включити значний за величиною опір  $R'$ , який визначається

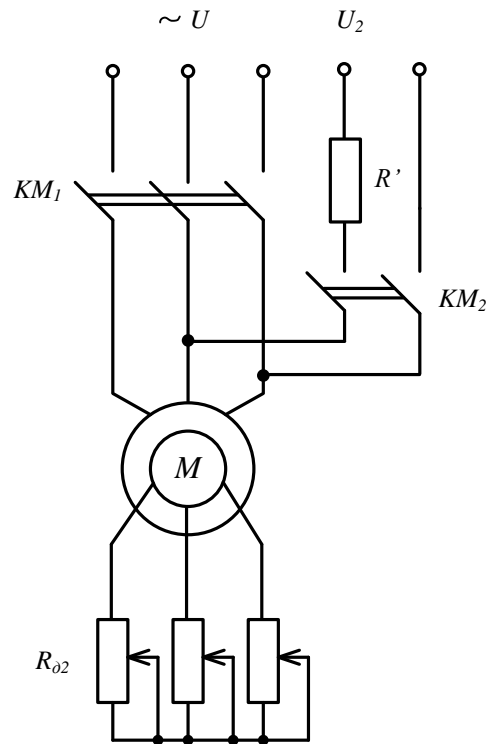
$$\text{як } R' = \frac{U_2}{I_{1f}} - 2 \cdot R_1.$$

Де  $U_2$  – постійна напруга динамічного гальмування.

$I_{1f}, R_1$  – номінальний струм статора та опір статорної обмотки відповідно.

Додатковий опір для постійного струму визначений із умови обмеження струму фаз статора номінальною величиною.





Аналіз механічних характеристик АД в режимі динамічного гальмування, виконується із застосуванням схем заміщень, при цьому струм фази статора приймається, як еквівалентний.

Еквівалентний струм фази статора визначається окремо для кожної із схем з'єднання обмоток

$$I_{\hat{a}\hat{a}\hat{a}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_t$$

Із аналізу схем заміщення можна отримати залежності для струму та моменту від ковзання:

$$I_2'(S) = \frac{I_{\hat{a}\hat{a}\hat{a}} \cdot S \cdot x_0}{\sqrt{(R_2')^2 + S^2 \cdot (x_0 + x_2')^2}};$$

$$M(S) = \frac{3 \cdot I_{\hat{a}\hat{a}\hat{a}}^2 \cdot x_0^2 \cdot R_2' \cdot S}{\omega_0 \cdot [(R_2')^2 + S^2 \cdot (x_0 + x_2')^2]};$$

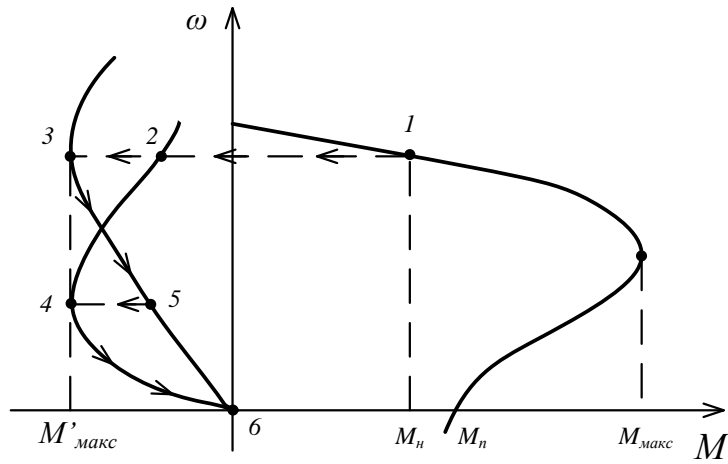
Якщо дослідити рівняння для моменту на екстремум, то можна визначити значення для критичного ковзання та критичного моменту:

$$S_{\hat{e}\hat{d}} = \frac{R_2'}{x_0 + x_2'};$$

$$M_{\hat{e}\hat{d}} = \frac{3 \cdot I_{\hat{a}\hat{a}\hat{a}}^2 \cdot x_0^2}{2\omega_0(x_0 + x_2')};$$

Із аналізу рівнянь для  $S_{\hat{e}\hat{d}}$  та  $M_{\hat{e}\hat{d}}$  можна зробити висновок:

1. Критичний момент динамічного гальмування не залежить від опору якірного ланцюга.
2. Оскільки величина еквівалентного струму менше за номінальний струм, то критичний момент динамічного гальмування менше від  $M_{\hat{e}\hat{d}}$  рушійного режиму.
3. Величина  $S_{\hat{e}\hat{d}}$  залежить від опору якірного ланцюга, що дає змогу виконати багатоступінчате динамічне гальмування.



Нехай двигун працює на природній механічній характеристиці із номінальною швидкістю та моментом. Якщо перевести двигун в режим динамічного гальмування, то він перейде на точку (2) відповідної характеристики, при цьому момент динамічного гальмування буде незначним, оскільки ковзання значно більше, для збільшення гальмівного моменту необхідно ввести в ланцюг ротора такий опір, щоб гальмівний момент для цієї швидкості був рівен максимальному точка (3). В процесі зупинки двигуна для скорочення часу гальмування доцільно вивести опір із ланцюга ротора. Таким чином статична діаграма гальмування зображується у наступній послідовності –  $1 \rightarrow 3 \rightarrow 5 \rightarrow 4 \rightarrow 6$ .

Послідовність розрахунку механічних характеристик динамічного гальмування без урахування насичення.

1. Виходячи із технологічного процесу задаються значенням необхідного критичного моменту.
2. Розраховується необхідне критичне ковзання. Якщо можливо то для динамічного гальмування використовують той самий опір, що і при пуску двигуна.

$$S_{\partial\partial} = \frac{R_2' + R_{\partial}}{x_0 + x_2'};$$

Якщо в каталожних даних не вказано  $x_0$  (індуктивний опір ланцюга намагнічування), то його знаходять із приблизного виразу  $x_0 \approx \frac{0,9U_t}{\sqrt{3} \cdot I_{\partial,\partial} \cdot \sin \varphi_{\partial,\partial}}$ . Задаючись довільними значеннями ковзання, визначають відповідні значення моменту і будують механічну характеристику.

3. Виходячи із вибраного значення  $M_{\partial\partial}$  визначають величину, еквівалентного струму:

$$I_{\partial\partial} = \sqrt{\frac{2M_{\partial\partial} \cdot \omega_0 \cdot (x_2' + x_0)}{3 \cdot x_0^2}}.$$

Виходячи із схеми вмикання обмоток статора, знаходять необхідну величину постійного струму.

### Підвищення енергетичних показників АД.

АД є одним із найбільш поширеними джерелами реактивної потужності. Зважаючи на це необхідно контролювати коефіцієнти потужності цих машин. При роботі з номінальним навантаженням  $\cos \varphi$  АД складає 0,8–0,9. При зменшенні навантаження індуктивна складова енергії збільшується і на холостому ході досягає максимуму.

З іншого боку ККД двигунів також має максимальне значення при моменті близькому до номінального. Таким чином можна визначити наступні шляхи покращення енергетичних показників:

1. Необхідно забезпечувати роботу двигунів із максимальним навантаженням, недовантаженні двигуни заміняють на менш потужні

2. Обмежити час роботи двигуна на холостому ході.
3. Зменшувати напругу живлення АД на холостому ході при цьому збільшується  $\cos \varphi$  та зменшуються втрати в двигуні.
4. Використання енергетично ефективних способів регулювання (за рахунок зміни пар полюсів, застосування частотного регулювання).

### Математичний опис узагальненої електричної машини.

Математичний опис перехідних процесів АД базуються на відомих законах електричної механіки, так за другим законом Кірхгофа можна записати наступні рівняння для обмоток статора і ротора:

$$\left\{ \begin{array}{l} U_A = i_A \cdot r_A + \frac{d\psi_A}{dt} \\ U_B = i_B \cdot r_B + \frac{d\psi_B}{dt} \\ U_C = i_C \cdot r_C + \frac{d\psi_C}{dt} \end{array} \right. \text{ – для статора;}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} U_a = i_a \cdot r_a + \frac{d\psi_a}{dt} \\ U_b = i_b \cdot r_b + \frac{d\psi_b}{dt} \\ U_c = i_c \cdot r_c + \frac{d\psi_c}{dt} \end{array} \right. \text{ – для ротора.}$$

У вказану систему, окрім невідомих струмів, входять потокозчеплення. Потокозчеплення кожної обмотки визначається як сума власного потоку та потокозчеплень з іншими фазами.

$$\left\{ \begin{array}{l} \psi_A = L_A \cdot i_A + L_{AB} \cdot i_B + L_{AC} \cdot i_C + L_{Aa} \cdot i_a + L_{Ab} \cdot i_b + L_{Ac} \cdot i_c \\ \psi_B = L_B \cdot i_B + L_{BC} \cdot i_C + L_{BA} \cdot i_A + L_{Ba} \cdot i_a + L_{Bb} \cdot i_b \\ \psi_C = \dots \end{array} \right.$$

Рівняння для потокозчеплень є рівняннями зв'язку. Якщо доповнити отриманні 12 рівнянь рівняннями руху  $M - M_{\text{в}} = J \frac{d\omega}{dt}$ . То отримаємо модель АД у трифазній неперетвореній (природній) системі координат.

У цьому вигляді модель має переваги:

1. Простота у розробці;
2. Із незначними змінами можливо розробити модель для будь-якого несиметричного режиму роботи.
3. Можливість аналізу роботи машини для декількох гармонійних складових напруги.

Недоліки моделі:

1. Модель має коефіцієнти, які змінюються за гармонійним законом (взаємні індуктивності обмоток статора та ротора гармонійно залежать від кута повороту ротора  $\Theta$ ). Що унеможливає аналітичний розрахунок моделі.
2. Чисельний розрахунок моделі потребує великих обчислювальних потужностей.

Математичну модель АД можна значно спростити, якщо використати величини у вигляді просторових векторів.

Значення цього перетворення можна пояснити наступним чином:

Обертове магнітне поле можна уявити єдиним просторовим вектором за величиною рівним амплітуді, синусоїди розподілення поля спрямовані вздовж цієї амплітуди. Аналогічним чином представляють всі змінні величини АД (напруги, струми). У будь-який момент часу можна визначити величину і напрямок узагальненого вектору за миттєвими величинами зміни у кожній фазі, і навпаки.

Таким чином можна отримати спрощений еквівалентний запис математичної моделі:

$$\begin{cases} \overline{U}_1 = \overline{I}_1 \cdot r_1 + \frac{d\overline{\psi}_1}{dt} \\ \overline{U}_2 = \overline{I}_2 \cdot r_2 + \frac{d\overline{\psi}_2}{dt} \\ \overline{\psi}_1 = \overline{I}_1 \cdot L_1 + L_m(\theta) \cdot \overline{I}_2 \\ \overline{\psi}_2 = \overline{I}_1 \cdot L_m(\theta) + \overline{I}_2 \cdot L_2 \end{cases}$$

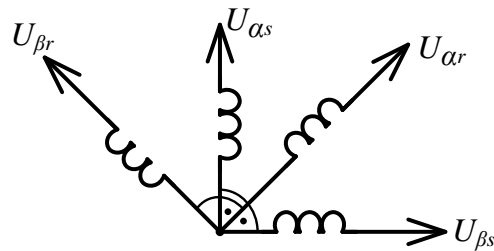
Обчислення для векторних величин виконується шляхом аналізу комплексній площині.

Вказані вектори рівняння записуються у проекціях на вісь  $\alpha$  (реальних значень) та на вісь  $\beta$  (уявних значень).

Таким чином отримуємо систему із восьми рівнянь.

Вказана математична модель має наступну фізичну аналогію:

Двохфазна модель АД із обмотками статора (нерухомими), що розташовані під кутом  $90^\circ$  та рухомі відносно них двох обмоток ротора, що також розташовані під кутом  $90^\circ$ .



У цьому вигляді модель має назву – узагальнена двухфазна модель АД у рухомих не перетворених координатах.

Модель має скорочену на 30% кількість рівнянь, проте також має коефіцієнти, що гармонійно змінюються із зміною кута ротора  $\theta$ .

Позбавитись коефіцієнтів, що гармонійно змінюються, можна шляхом координатних перетворень, тобто рівняння для узагальнених векторів складається у проекціях на систему координат, що обертається у загальному випадку із кутовою швидкістю  $\omega_k$ .

У конкретних випадках  $\omega_k = 0$ , система координат пов'язана із статором,  $\omega_k = \omega_r$  (система координат пов'язана із ротором).

### Координатні перетворення.

У нерухомій системі координат  $(\alpha, \beta)$  вектор напруги, струму, або потокозчеплення, може бути поданий в показовій формі. Наприклад для вектора струму:

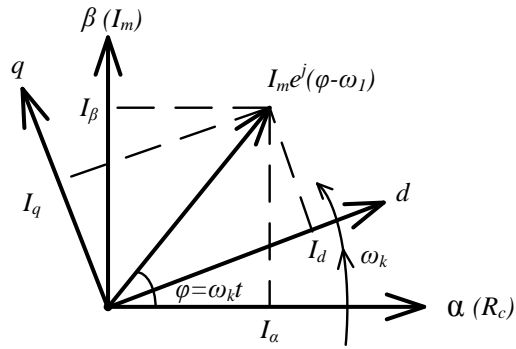
$$\overline{I}_{(\alpha, \beta)} = I_\alpha + jI_\beta = I_m \cdot e^{j\varphi}, \text{ де}$$

$I_m$  і  $\varphi$  – модуль та аргумент вектора струму відповідно.

Той же самий вектор в системі  $d, q$ , що обертається зі швидкістю  $\omega_k$  може бути поданий у вигляді:

$$\overline{I}_{(d, q)} = I_d + jI_q = I_m \cdot e^{j(\varphi - \omega_k t)}.$$

За допомогою розглянутих виразів можна отримати рівняння перетворення величин від нерухомої до обертової системи координат і навпаки.



Виходячи із схеми можна записати наступні рівняння для переходу від нерухомої системи  $\alpha, \beta$  до системи  $dq$ , що обертається із швидкістю  $\omega_k$ .

$$\begin{cases} I_{(x,y)} = I_{(\alpha,\beta)} \cdot e^{-j\omega_k \cdot t} \\ I_d = I_\alpha \cdot \cos(\omega_k t) + I_\beta \cdot \sin(\omega_k t) \\ I_q = I_\alpha \cdot \sin(\omega_k t) - I_\beta \cdot \cos(\omega_k t) \end{cases}$$

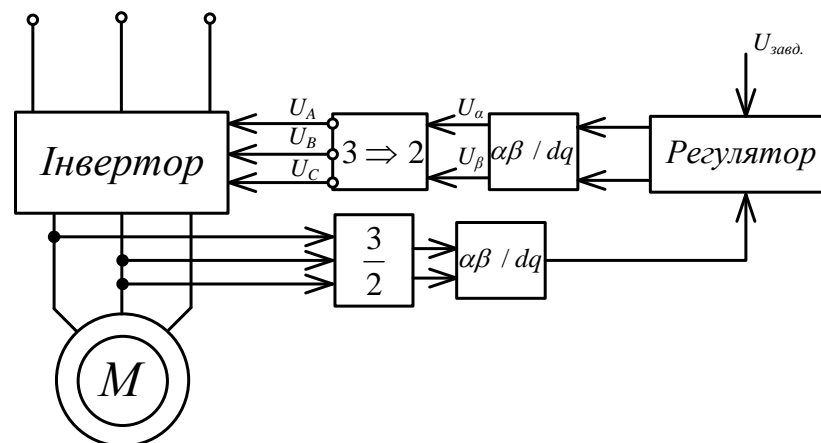
Аналогічним чином можна визначити рівняння переходу від системи  $dq$  до системи  $\alpha\beta$ :

$$\begin{cases} I_{(\alpha,\beta)} = I_{(x,y)} \cdot e^{j\omega_k \cdot t} \\ I_\alpha = I_x \cdot \cos(\omega_k t) - I_y \cdot \sin(\omega_k t) \\ I_\beta = I_x \cdot \sin(\omega_k t) + I_y \cdot \cos(\omega_k t) \end{cases}$$

Таким чином для будь якої трьохфазної величини можливий математичний опис у системі координат  $dq$ , що обертається із будь-якою швидкістю  $\omega_k$ .

У перетвореній системі координат математична модель машини не має змінних коефіцієнтів. Крім того контрольоване значення можна представити, як постійну величину.

Оскільки в системі керування електроприводом використовуються величини у перетвореній системі координат, а керуючі сигнали та сигнали зворотного зв'язку є трифазними, то в структурі ЕП використовується декілька перетворювачів величин.



Мікропроцесорний регулятор працює із сигналом завдання, тобто сигналом зворотного зв'язку, який перетворений із трифазної системи до двофазної  $\alpha\beta$  або  $dq$ . Шляхом порівняннями сигналу завдання із сигналом зворотного зв'язку, формується сигнал керування в системі  $dq$ , який перетворюється до системи  $\alpha\beta$ , а після цього до трифазної системи керуючих напруг інвертора.

## Синхронні двигуни. Режими роботи та характеристики.

Синхронні двигуни мають швидкість обертання ротора, яка дорівнює синхронній швидкості обертання поля статора (при моменті опору від 0 до критичного).

СД найчастіше використовується, як генератори в електроенергетиці. Іноді СД використовують в системах, які потребують стабільної частоти обертання.

Конструктивно статор СД не відрізняється від статора АД, а ротор СД являє собою електромагніт.

Режими роботи СД звичайно аналізують за допомогою кутової характеристики. Кутова характеристика СД – це залежність електромагнітного моменту від куту  $\theta$  між полями статора і ротора. Кут  $\theta$  в робочих режимах при незмінному моменті є постійною величиною.

Кутова характеристика СД визначається за формулою:

$$M = \frac{m}{\omega_0} \left[ \frac{U_1 \cdot E \sin \theta}{x_d} + \frac{U_1^2 \cdot \sin 2 \cdot \theta}{2} \left( \frac{1}{x_q} + \frac{1}{x_d} \right) \right];$$

Де прийняті позначення  $U_1$  – фазна напруга мережі живлення є наведена полем ротора ЕРС в обмотках статора (ЕРС обертання).

$x_d, x_q$  – синхронний індуктивний опір по поздовжній та поперечній вісях відповідно.

$\theta$  – кут між полями статора і ротора.

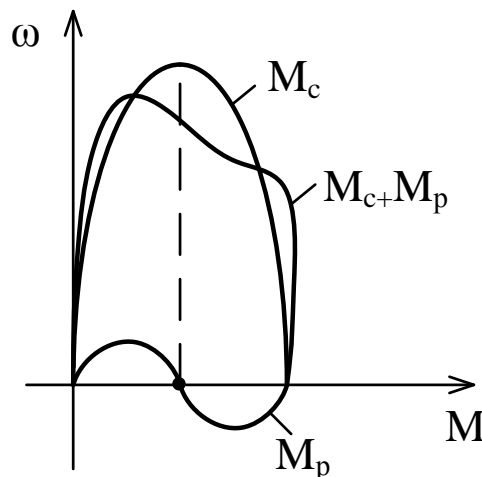
$\omega_0$  – синхронна швидкість обертання поля статора.

$\frac{U_1 \cdot E \sin \theta}{x_d}$  – відповідає синхронному моменту СД.

$\frac{U_1^2 \cdot \sin 2 \cdot \theta}{2} \left( \frac{1}{x_q} + \frac{1}{x_d} \right)$  – відповідає реактивному моменту СД.

Реактивний момент СД має місце у машинах явно полюсних систем і звичайно складає до 30% від синхронного моменту. В неявно полюсних машинах  $x_d = x_q$ , а реактивний момент відсутній.

Відповідно до формули кутової характеристики графік кутової характеристики має вигляд:



Виходячи із графіку можна зробити наступні висновки:

1. При ідеальному холостому ході кут  $\theta = 0$ , при зростаючій моменті відбувається його зростання.

2. Максимальне значення моменту відповідає  $\theta = \frac{\pi}{2}$ , при подальшому зростанні  $\theta$  електромагнітний момент двигуна зменшується. Двигун виходить із синхронізму і зупиняється.

3. У пусковому режимі  $\theta$  змінюється за гармонійним законом, сумарний за період момент дорівнює 0, тобто пусковий момент дорівнює 0.

Для пуску двигуна використовують додаткову коротко замкнуту обмотку на обмотці ротора. При пуску двигуна постійна напруга на ротор не подається, двигун розганяється до близької номі-

нальної швидкості за рахунок коротко замкнутої обмотки. Після чого подається постійна напруга на ротор, двигун розганяється до синхронної швидкості, після чого коротко замкнута обмотка автоматично вимикається і не впливає на роботу машини.

Структурна схема лінеаризованого синхронного двигуна.

Із оглядом на рівняння для потужності синхронної машини:

$$p = m \left[ \frac{U_1 \cdot E}{x_d} \cdot \cos \Theta + U_1^2 \cdot \left( \frac{1}{x_d} - \frac{1}{x_q} \right) \cdot \cos 2\theta \right]$$

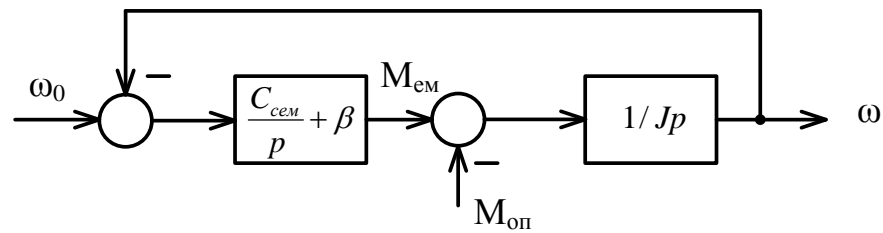
Розглянутий момент синхронної машини в динамічних режимах роботи може представити як суму реактивного та синхронного моментів:

$$M = M_{\text{н}} + M_{\text{д}} = C_{\text{н}} \cdot \theta + \beta(\omega_0 - \omega)$$

Виходячи із останнього рівняння синхронний двигун можна представити, як коливальну машину де  $C_{\text{н}}$  – коефіцієнт жорсткості, пружного електромагнітного зв'язку двигуна .

$\beta$  – жорсткість лінійної ділянки пускової механічної характеристики.

Структура електромеханічного перетворювача енергії синхронного двигуна має вигляд:



За структурною схемою СД передаточна функція двигуна має вигляд:

$$w\delta(p) = \frac{\frac{C_{\text{н}}}{Jp^2}}{1 + \frac{C_{\text{н}}}{Jp^2}} = \frac{C_{\text{н}} + \beta p}{Jp^2 + \beta p + C_{\text{н}}};$$

Із аналізу можна визначити частоту високих коливань

$$\psi_0 = \sqrt{\frac{C_{\text{н}}}{J} - \frac{\beta^2}{4}};$$

В неявно полюсних машинах реактивний момент відсутній. Електромагнітний зв'язок між статором і ротором більш жорсткий.

Таким чином СД спричинити виникнення небезпечних резонансних явищ, причому у приводах зі змінним моментом інерції (кривошипних механізмах). Уникнути резонансу за здалегіть не завжди можна, оскільки частота власних коливань є змінною.

### Регулювання координат в системах електроприводу. Загальні відомості про регулювання координат.

Для забезпечення безперервного та якісного технологічного процесу необхідно контролювати різні величини, які стосуються електроприводу ( $\delta, M, P$ , точність переміщення і т.п.)

Ці величини мають назву – координат електроприводу.

Для якісної оцінки вимог, що висуваються до ЕП, використовують загальні показники (регулювання  $\delta, M$ ).

Показниками регулювання швидкості є:

1. Діапазон регулювання – характеризується співвідношенням значень максимальної швидкості до мінімальної, які можуть бути реалізовані у даному способі регулюванні.

$$D = \frac{\omega_{\max}}{\omega_{\min}} = \frac{n_{\max}}{n_{\min}};$$

Максимальна швидкість двигуна – це або швидкість двигуна на природній механічній характеристиці (при регулюванні «вниз»), або максимальна паспортна швидкість для регулювання «вгору».

Звичайно діапазон регулювання визначається при номінальному моменті двигуна за природною і штучною м.х. двигуна.

Згідно із формулою для діапазону регулювання, можна записати:

$$D = \frac{\omega_{\max}}{\omega_{\min}} = \frac{\omega_{\max}}{\Delta\omega} = \frac{\omega_{\max} \cdot \Delta M}{\Delta\omega \cdot \Delta M} = \frac{\omega_{\max} \cdot \beta}{M_t};$$

Таким чином чим більше жорсткість механічної характеристики тим більший діапазон регулювання.

2. Статична похибка регулювання швидкості – характеризує величину похибки за швидкістю при коливаннях моменту.

У вимогах до системи задаються відносною похибкою при зміні моменту від «0» до номінального значення:

$$\delta = \frac{\Delta\omega}{\omega_{\min}} = \frac{\Delta\omega}{\omega_{\text{н}}} \cdot D;$$

$\Delta\omega$  – це спад швидкості при номінальному моменті.

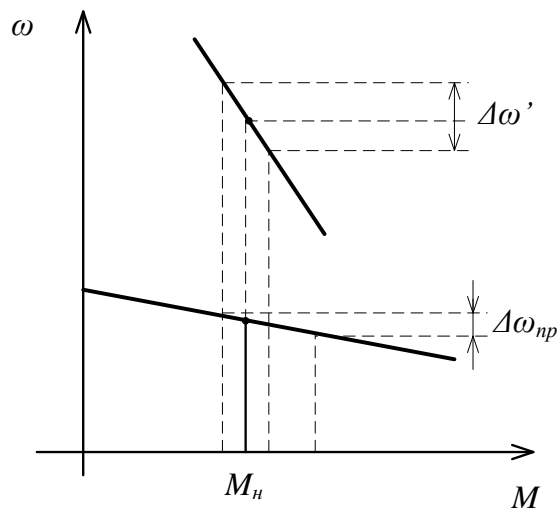
$\omega_{\min}$  – мінімальна швидкість двигуна, що відповідає межі мінімальної швидкості заданого діапазону регулювання.

3. Плавність регулювання – характеризує кількість штучних механічних характеристик, можливих при даному діапазоні регулювання, плавність регулювання тим більша, чим менший коефіцієнт плавності  $k_{\text{пв}} = \frac{\omega_i}{\omega_{i-1}}$ .

$$k_{\text{пв}} = \frac{\omega_i}{\omega_{i-1}}.$$

4 Стабільність роботи на заданій швидкості.

Стабільність роботи тим більша, чим більша жорсткість на штучній м.х.



5. Напрямок регулювання.

Регулювання називають однозонним, якщо швидкість можна регулювати лише в одну сторону відносно швидкості на природній м.х. при даному моменті. Наприклад: реостатне регулювання ДПС – є однозонним регулюванням «вниз», регулювання ДПС за потоком збудження є – однозонним регулюванням «вгору».

Регулювання називають двозонним – якщо дозволяє як збільшувати так і зменшувати швидкість двигуна відносно швидкості на природній м.х. при заданому моменті (частотне керування АД).

6. Економічність регулювання.

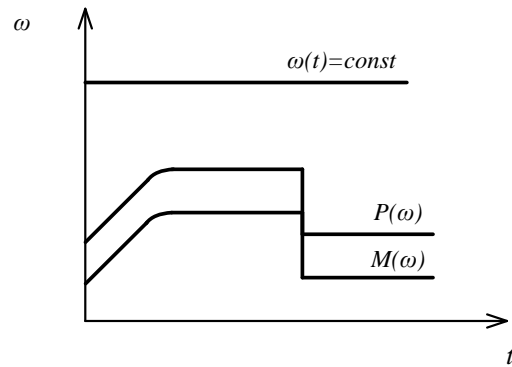


Визначається ККД двигуна з одного боку, та втратами на обладнання та експлуатацію з іншого боку.

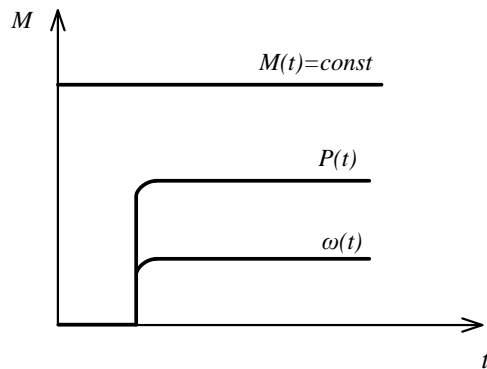
Загальною величиною економічної ефективності є термін – відшкодування втрат.

Основними законами регулювання є:

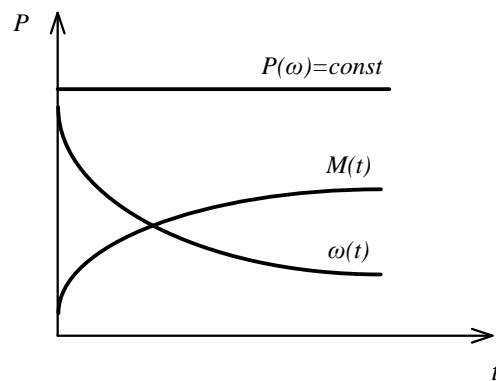
– Регулювання із постійною швидкістю



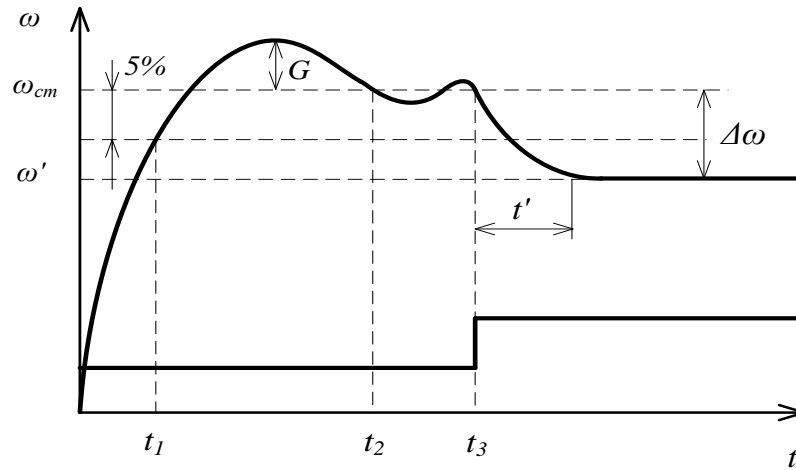
– Регулювання із постійним моментом



– Регулювання із постійною потужністю



Динамічні показники, якості регулювання швидкості.



Де  $G$  – перерегулювання,  $G = \frac{\omega_{\max} - \omega_{\text{н\ddot{o}}}}{\omega_{\text{н\ddot{o}}}} \cdot 100\%$  ;

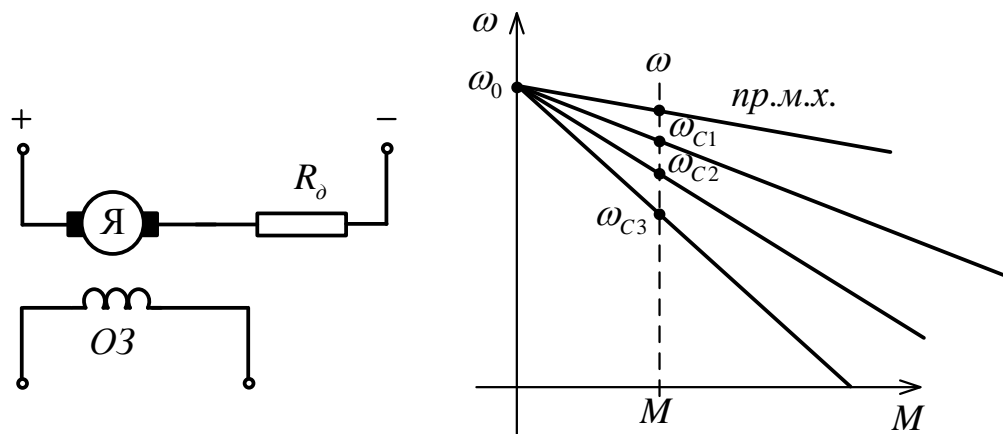
$t_1$  – час першого входу в 5% зону;

$t'$  – час перехідного процесу при збільшенні навантаження;

$\Delta\omega$  – статична похибка за швидкістю.

### Регулювання координат швидкості, струму та моменту в ДПС із НЗ.

#### Реостатне регулювання координат ДПС.



Введення додаткового опору  $R_{\ddot{a}}$  збільшує падіння швидкості  $\Delta\omega$  :

$$\Delta\omega = M \cdot \frac{R_{\ddot{a}} + R_{\ddot{y}}}{(k\Phi)^2} ;$$

В наслідок чого зменшується модуль жорсткості  $\beta$  :

$$\beta = \frac{R_{\ddot{a}} + R_{\ddot{y}}}{(k\Phi)^2} ;$$

Збільшення модуля жорсткості призводить до зменшення стабільності роботи на штучних механічних характеристиках.

Діапазон регулювання звичайно не перевищує величини 2–3в наслідок зменшення жорсткості.

Велику плавність регулювання важко забезпечити, бо це потребує великої кількості ступіней пускового реостата, що робить систему керування громіздкою.

Основний недолік способу керування – великі втрати потужності в процесі регулювання швидкості.

В загальному випадку, втрати потужності на активному опорі якоря визначаються за формулою:

$$\Delta P = I_{\ddot{y}}^2 \cdot R_{\ddot{y}} ;$$

За рівнянням напруг в якірному колі можна записати:

$$R_{\dot{y}} = \frac{U_{\dot{y}} - E_{\dot{y}}}{I_{\dot{y}}};$$

Із сумісного рішення рівнянь можна записати:

$$\Delta P = I_{\dot{y}} \cdot (U_{\dot{y}} - E_{\dot{y}}) = I_{\dot{y}} \cdot k\Phi(\omega_0 - \omega) = M \cdot \Delta\omega;$$

Із остатнього рівняння виходить, що втрати потужності пропорційні зміні швидкості  $\Delta\omega$ .

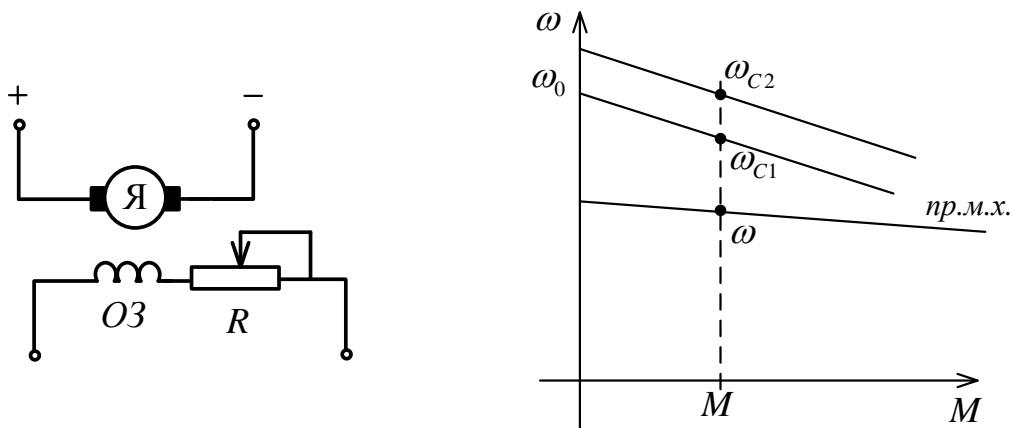
Наприклад при зменшенні швидкості в два рази, перемінна половина енергії джерела живлення витрачається на нагрів додаткових опорів.

Таким чином реостатне регулювання використовується для системи малої та середньої потужності, які потребують незначного діапазону регулювання, та час роботи з уведеними реостатами, незначний – вантажопідійомний механізм.

Реостатне регулювання швидкості для приводів із вентиляторною характеристикою є більш економічними. Враховуючи, що момент в таких системах квадратично залежить від швидкості, можна записати:

$$P_1 = M \cdot \omega = P_{f1} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_f}\right)^2 = P_{f2} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_f}\right)^2 \cdot \frac{\omega_0}{\omega_f}.$$

### Регулювання швидкості двигуна незалежного збудження. Зменшення магнітного потоку.



Із рівнянь механічної характеристики та схеми випливає, що із зменшенням потоку, швидкість збільшується, тобто регулювання є однозонним «вгору». При цьому коефіцієнт жорсткості  $\beta = \frac{R_{\dot{y}} + R_d}{(k\Phi)^2}$ , збільшується зворотно – пропорційно квадрату потоку збудження.

Зменшення жорсткості штучних механічних характеристик приводить до зменшення стабільності роботи з одного боку і до зменшення максимального моменту з іншого.

Регулювання ДПС за потоком збудження дає можливість реалізації систем із постійною потужністю.

Метод широко застосовується на практиці для механізмів, в яких момент опору є зворотно-пропорційною функцією швидкості (привод головного руху верстата).

На практиці система керування для зміни потоку збудження використовується керовані перетворювачі, для систем ручного керування – реостати.

При виборі цього методу керування слід враховувати наступні обмеження:

1. Максимальна швидкість обертання якоря визначається конструктивними особливостями і звичайно не перевищує  $(2 - 4)\omega_f$ .

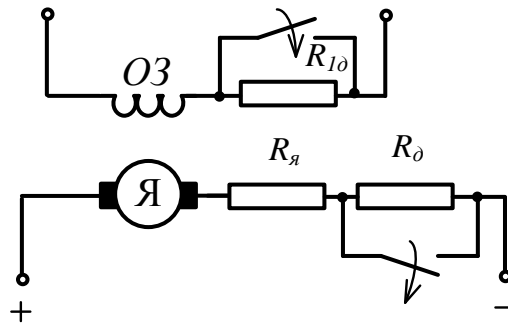
2. Збільшення швидкості погіршує умови нормальної комутації в щитковому колекторі, є можливість виникнення «кругового вогню».

3. Збільшення швидкості викликає зменшення стабільності роботи.

Із урахуванням цих обмежень, діапазон регулювання складає:

- ДПТ із  $P < 10$  кВт:  $D \leq 4$ ;
- ДПТ (середня потужність) до 100кВт:  $D \leq 2,5$ ;
- ДПТ (велика потужність)  $P > 100$  кВт:  $D \leq 1,75$

### Регулювання ДПТ із НЗ імпульсною зміною додаткового опору.



Відмінно від схеми реостатного регулювання, на цій схемі додатково включені електронні ключі, які періодично замикають та розмикають ланцюг. Шпаруватість роботи ключів визначає еквівалентний опір в ланцюгах якоря та обмотки збудження.

$$\gamma = \frac{t_{\text{зам}}}{T};$$

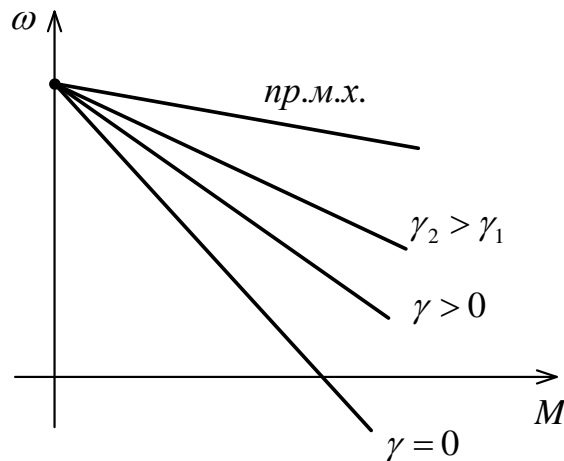
Розглянемо два граничних випадки:

1. Шпаруватість  $\gamma = 0$  – ключ розімкнений на протязі всього часу роботи двигуна, величина додаткового опору в ланцюзі якоря дорівнюється  $R_a$ .

2. Шпаруватість  $\gamma = 1$  – ключ замкнений на протязі всього часу роботи ДПС. Величина додаткового опору дорівнюється 0.

Якщо  $\gamma$  приймає значення від 0 до 1, то робота ДПС характеризується величиною додаткового опору  $R = R_a(1 - \gamma)$ .

Таким чином за допомогою цього методу регулювання можна отримати систему механічних характеристик, подібних до реостатного керування.



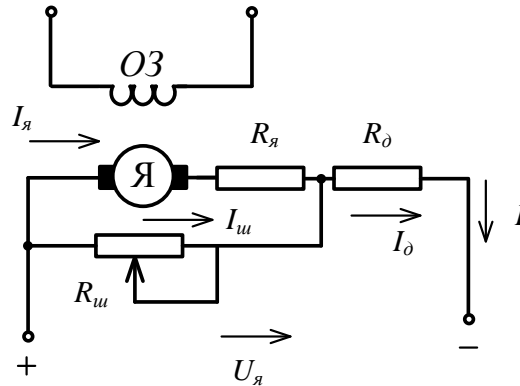
Аналогічним чином реалізується регулювання потоку збудження шляхом імпульсивної зміни опору  $R_{ai}$  в обмотці збудження.

В цьому випадку механічні характеристики аналогічні випадку із регулюванням імпульсною зміною опору в ланцюзі якоря.

Характерні особливості способу регулювання:

1. Є можливість реалізації плавного регулювання, в тому числі і автоматичних системах.
2. Можливість застосування САК замкнених за швидкістю дозволяє збільшити жорсткість механічних штучних характеристик, що підвищує стабільність роботи.
3. Енергетично цей спосіб керування гірший за реостатний в наслідок додаткових витрат через появу пульсації струмів якоря та обмотки збудження.

### Регулювання швидкості ДПС із НЗ шунтуванням обмотки якоря.



Регулювання відбувається за допомогою змінного опору, під'єднаного якоря, при цьому обов'язково включають додатковий опір  $R_{\dot{a}}$ , під'єднаний послідовно до якоря, який може бути змінним.

$$U_{\dot{y}} = R_{\dot{a}} \cdot I_{\dot{y}} + I_{\dot{y}} \cdot R_{\dot{y}} + E_{\dot{y}};$$

$$I_{\dot{a}} = I_{\dot{y}} + I_{\phi};$$

$$U_{12} = I_{\phi} \cdot R_{\phi} = I_{\dot{y}} \cdot R_{\dot{y}} + E_{\dot{y}};$$

На основі отриманих рівнянь можна записати:

$$E_{\dot{y}} = U_{\dot{y}} - R_{\dot{a}} \cdot I - I_{\dot{y}} \cdot R_{\dot{y}}.$$

Із отриманих рівнянь можна виразити рівняння електромеханічної та механічної характеристики, які мають вигляд:

$$\omega(I_{\dot{y}}) = \omega_0 \cdot \frac{R_{\phi}}{R_{\dot{a}} + R_{\phi}} - \frac{I_{\dot{y}}}{k\Phi} \left( R_{\dot{y}} + \frac{R_{\dot{a}} \cdot R_{\phi}}{R_{\dot{a}} + R_{\phi}} \right);$$

$$\omega(M) = \omega_0 \cdot \frac{R_{\phi}}{R_{\dot{a}} + R_{\phi}} - \frac{M}{(k\Phi)^2} \left( R_{\dot{y}} + \frac{R_{\dot{a}} \cdot R_{\phi}}{R_{\dot{a}} + R_{\phi}} \right);$$

Із рівнянь випливає, що зміна опорів  $R_{\dot{a}}$  і  $R_{\phi}$  впливає як на жорсткість так і на швидкість ідеального холостого ходу.

Розглянемо механічні характеристики ДПС при окремому регулюванні величини  $R_{\dot{a}}$  та  $R_{\phi}$ .

Для аналізу впливу  $R_{\phi}$  на вигляд м.х. вважатимемо  $R_{\dot{a}}$  незмінним та розглянемо два граничних випадки:

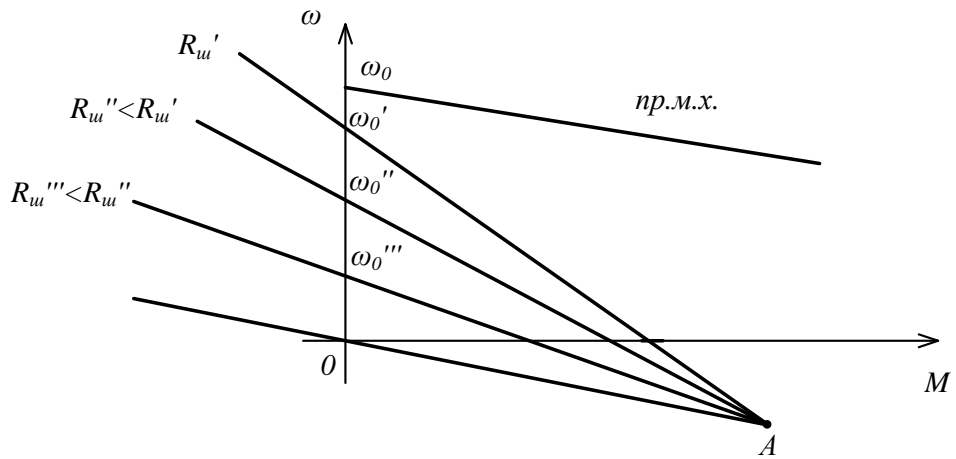
1.  $R_{\phi} = \infty$ ;  $R_{\dot{a}} = \text{const}$

– отримаємо звичайну схему ввімкнення двигуна із послідовно ввімкненим опором  $R_{\dot{a}}$ .

2.  $R_{\phi} = 0$

– двигун працює в режимі динамічного гальмування, характеристика проходить через початки координат паралельно природній характеристиці.

Решта характеристик при зміні  $R_{\phi}$  від 0 до  $\infty$  розташовується в межах кута створеного граничними характеристиками.



Механічні характеристики при зміні  $R_\phi$  від 0 до  $\infty$  при  $R_{\dot{a}} = \text{const}$ .

Перетин м.х. відбувається в точці А, в якій  $R_\phi$  не складає вплив на струм в послідовному додатковому опорі. Це відбувається тоді, коли напруга на шунті та на якорі двигуна дорівнює 0.

$$U_\phi = I_y \cdot R_y + E_y = 0;$$

Побудова м.х. для незмінного  $R_\phi$  та змінного  $R_{\dot{a}}$  відбувається аналогічним чином.

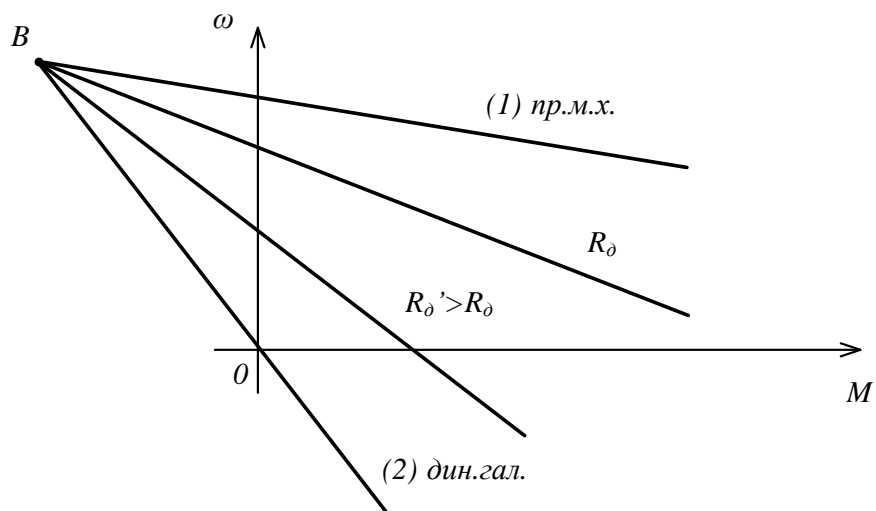
Розглянемо вплив, додаткового опору  $R_{\dot{a}}$  на механічній характеристиці ДПС при  $R_{\dot{a}}$  змінюється від 0 до  $\infty$ ,  $R_\phi = \text{const}$ .

Перший граничний випадок:

$R_{\dot{a}} = \infty$  – двигун працює в режимі динамічного гальмування. На відміну від попереднього випадку м.х. динамічного гальмування має більший нахил ніж природна механічна характеристика, оскільки опір ДПС замкнений через опір  $R_\phi$ .

Порядок побудови механічних характеристик наступний:

1. Будується природна механічна характеристика;
2. Будується характеристика динамічного гальмування;
3. Штучні механічні характеристики при зміні опору  $R_{\dot{a}}$  обмеженні кутом, що утворений характеристиками 1 і 2, дивись схему:



Таким чином змінюючи опори  $R_\phi$  та  $R_{\dot{a}}$  можна впливати, як на швидкість ідеального холостого ходу так і на жорсткість м.х.

Особливості методу дозволяє:

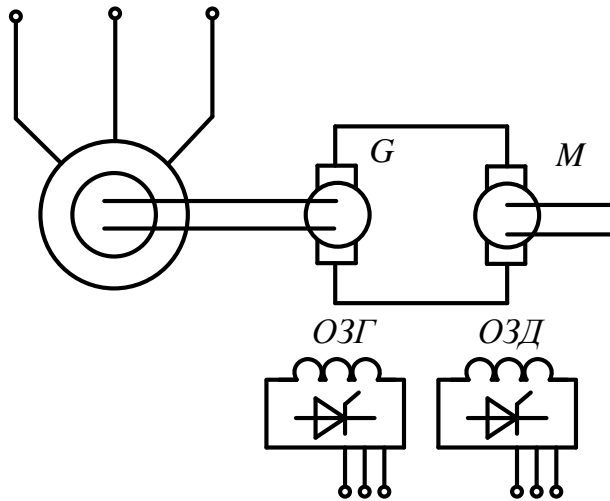
- збільшити жорсткість та стабільність роботи двигуна на штучних м.х. відносно реостатного регулювання.
- як і в реостатному методі плавність регулювання в автоматичних системах не висока.

– за рахунок більшої жорсткості штучних м.х. діапазон регулювання вищий ніж у реостатному регулюванні.

– високі втрати на додаткових опорах обмежують застосування методу двигунами переважно малої потужності.

### Регулювання швидкості в системі Генератор–Двигун.

Принципова схема системи Г–Д наступна:



Якір генератора приводиться до руху за допомогою привідного двигуна (синхронного або асинхронного). Асинхронні двигуни більш надійні та дешеві, але мають відносно м'яку механічну характеристику. Синхронні двигуни мають ідеально жорстку м.х., можуть компенсувати зниження напруги живлення за рахунок автоматичного регулювання збудження, мають високий  $\cos \varphi$ , проте є менш надійними і мають високу коливальність.

Вихідна характеристика генератора залежить від частоти обертання вала, та потоку збудження. Таким чином за допомогою тиристорного перетворювача (ТП) на обмотці збудження генератора можна регулювати напругу на регульованому двигуні при необхідності обмотка збудження двигуна також живиться від ТП. Таким чином маємо двох зонне регулювання швидкості ДПС:

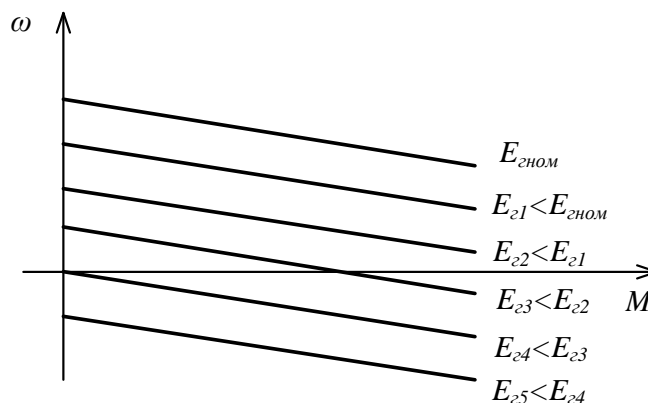
1. Однозонне «вниз», за рахунок зменшення напруги якоря.
2. Од озонне «в гору», за рахунок зменшення потоку збудження.

Механічні характеристики ДПС в системі Г–Д зображуються рівняннями 
$$\omega = \frac{E_{\bar{a}}}{k\Phi} - M \frac{R_{\bar{y}} + R_{\bar{a}}}{(k\Phi)^2}$$

За рахунок додаткового опору обмотки генератора в якірному ланцюзі коефіцієнт жорсткості  $\beta$  дещо змінюється, характеристики пом'якшуються.

$$\beta = \frac{R_{\bar{y}} + R_{\bar{a}}}{(k\Phi)^2}.$$

Механічні характеристики в системі Г–Д мають вигляд:



Характерними особливостями способу регулювання є:

Переваги.

1. Великий діапазон регулювання ( $D=8-10$  для однозонного регулювання за напругою,  $D=25-30$  при двозонному регулюванні).
2. Велика плавність регулювання.
3. Можливість рекуперативного гальмування при будь-якій швидкості ДПС.
4. Реверс двигуна без перемикачів в полі якоря.

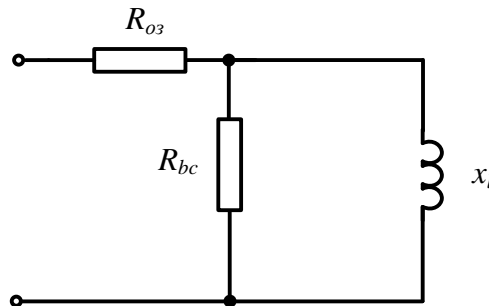
Недоліки.

1. Велика сумарна потужність встановленого обладнання.
2. Низька надійність, високі втрати на обслуговування.
3. Низький сумарний ККД:  
 $\eta_{\Sigma} = \eta_{ia} \cdot \eta_{ai} \cdot \eta_{aa} = 0,7 \div 0,8$ .
4. Велика первинна вартість обладнання.
5. Громіздкість обладнання, необхідність установки трьох фундаментів.

### Динамічні властивості системи Г-Д.

Генератор постійного струму в системі Г-Д має складні нелінійні та неоднозначні характеристики за рахунок явищ насичення та втрат на вихрові струми.

Розглянемо урахування вихрових струмів за допомогою опору з'єднаного паралельно індуктивному опору катушки збудження.



$R_{i\zeta}$  – опір обмотки збудження.

$x_l$  – ідеальна індуктивність двигуна.

$R_{bc}$  – опір вихрових струмів.

$$z(p) = R_{i\zeta} + \frac{R_{bc} - L_{i\zeta} \cdot p}{R_{bc} + L_{i\zeta} \cdot p};$$

$$z(p) = \frac{R_{i\zeta} \cdot (R_{bc} + L_{i\zeta} \cdot p) + R_{bc} \cdot L_{i\zeta} \cdot p}{R_{bc} + L_{i\zeta} \cdot p};$$

Перехідна функція, що пов'язує струм збудження та напругу збудження визначається як:

$$w(p) = \frac{i_{\zeta}(p)}{U_{\zeta}(p)} = \frac{1}{z(p)};$$

$$w(p) = \frac{R_{bc} + L_{i\zeta} \cdot p}{R_{i\zeta} \cdot (R_{bc} - L_{i\zeta} \cdot p) + R_{bc} \cdot L_{i\zeta} \cdot p};$$

Введемо позначення сталих часу обмотки збудження та вихрових струмів:

$$T_{i\zeta} = \frac{L_{i\zeta}}{R_{i\zeta}}; T_{bc} = \frac{L_{bc}}{R_{bc}};$$

Після перетворень отримаємо вираз для передаточної функції:



$$w(p) = \frac{\left(\frac{1}{R_{i\zeta}}\right) \cdot (T_{bc}p + 1)}{(T_{i\zeta} + T_{bc})p + 1};$$

Значення сталої часу вихрових струмів приймають рівним:

$$T_{\zeta} = (0,1 \div 0,5)T_{i\zeta};$$

Намагнічувальний струм знаходять з умови:

$$T\mu = \frac{U\mu}{Lp} = \frac{I_{\zeta} \cdot R_{bc}}{R_{bc} + Lp};$$

Де  $U\mu$  – напруга контура намагнічування.

$I_{\zeta}$  – струм в обмотці збудження.

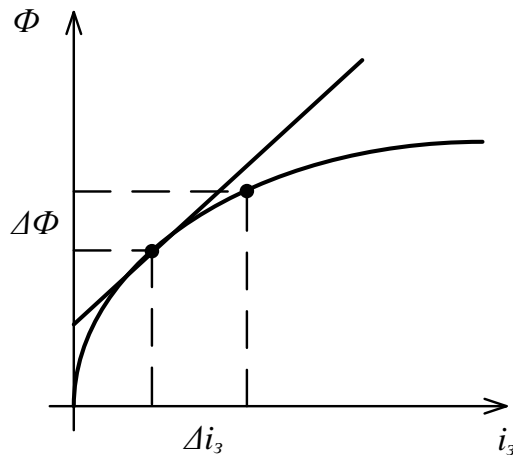
Із урахуванням остатнього рівняння можна записати передаточну функцію для магнітного потоку:

$$T\psi = \frac{\Phi(p)}{L_{\zeta}(p)} = \frac{k_{\psi}}{R_{bc} + Lp};$$

Із використанням сталої часу передаточна функція має вигляд:

$$w_{\psi}(p) = \frac{k_{\psi}}{T_{bc} \cdot p + 1};$$

$k_{\psi}$  – коефіцієнт, що підвищує струм збудження із потоком збудження і визначається як тангенс куту дотичної в точці статичної рівноваги.



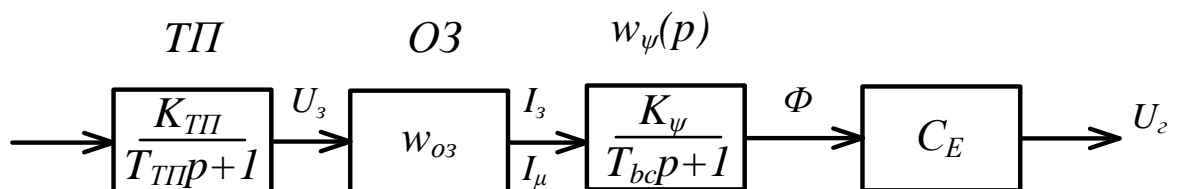
$$k_{\psi} = \frac{\Delta\Phi}{\Delta i_{\zeta}};$$

Передаточна функція ТП може бути представлена аперіодичною ланкою вигляду

$$w_{\partial i} (p) = \frac{k_{\partial i}}{T_{\partial i} p + 1}, \text{ де } k_{\partial i} \text{ – коефіцієнт підсилення ТП, } T_{\partial i} \text{ – стала часу ТП.}$$

$$T_{\partial i} = (0,003 \div 0,007)$$

Із урахуванням розглянутих ПФ можна скласти наступну структурну схему лінійної ділянки кривої намагнічування генератора.



Структурна схема модулювання генератора для лінійної ділянки кривої намагнічування.

Якщо здійснити лінеаризацію в кожній точці статичної рівноваги, то отримаємо таку ж саму структуру з тією різницею, що замість абсолютної значень величин будуть використовуватись їх прирощення.

#### 4 курс:

##### 1. Тиристорний перетворювач двигун (ТПД)

Система ТПД є найпоширеніших систем регулювання приводів постійного струму, забезпечують ККД 97%, мають статичну похибку 0,1- 0,3%, діапазон регулювання 1:100 в деяких випадках 1:1000.

Системи ТПД мають наступні переваги, далі систем ГД:

1. Високий ККД;
2. Кращі малогабаритні показники;
3. Не потребують спеціальних випробуючи платформ;
4. Мають тільки втрати на експлуатацію.

Тиристорні перетворювачі можуть забезпечувати реверс двигуна, а також керування за потоком збудження і напругою на якорі. Спрощена система ТПД на рис.1.

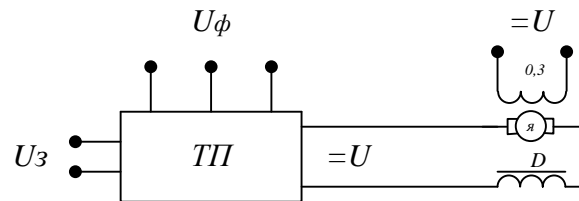


Рис.1 – Функціональна схема ТПД.

Тиристорний перетворювач споживає від 3-и фазної системи живлення та перетворює її в електричну енергію постійного струму, відповідно задаючої напруги  $U_z$ .

На виході ТП має місце напруга із пульсаціями, для зменшення її використовують згладшувачий дросель(D). Індуктивність дроселя вибирається виходячи із допустимого рівня струму якоря. Для машин середньої потужності прийнятий рівень пульсації складає 5-10%. Пульсації струму якоря призводять до додаткових витрат в міді та сталі якоря. Тому для потужних машин рівень пульсації струму вибирається малий(2-5%).

У випадках, Коля треба додатково узгоджувати напругу двигуна мережі живлення на вході тиристорного перетворювача використовують 3-и фазний трансформатор.

##### 1.1 Режими переривчастих струмів

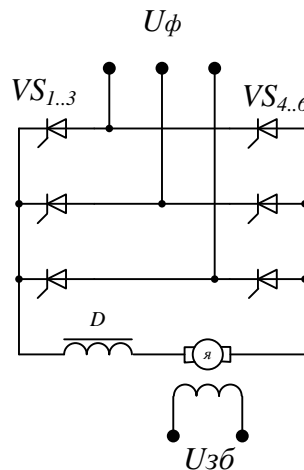


Схема 1.2 а)

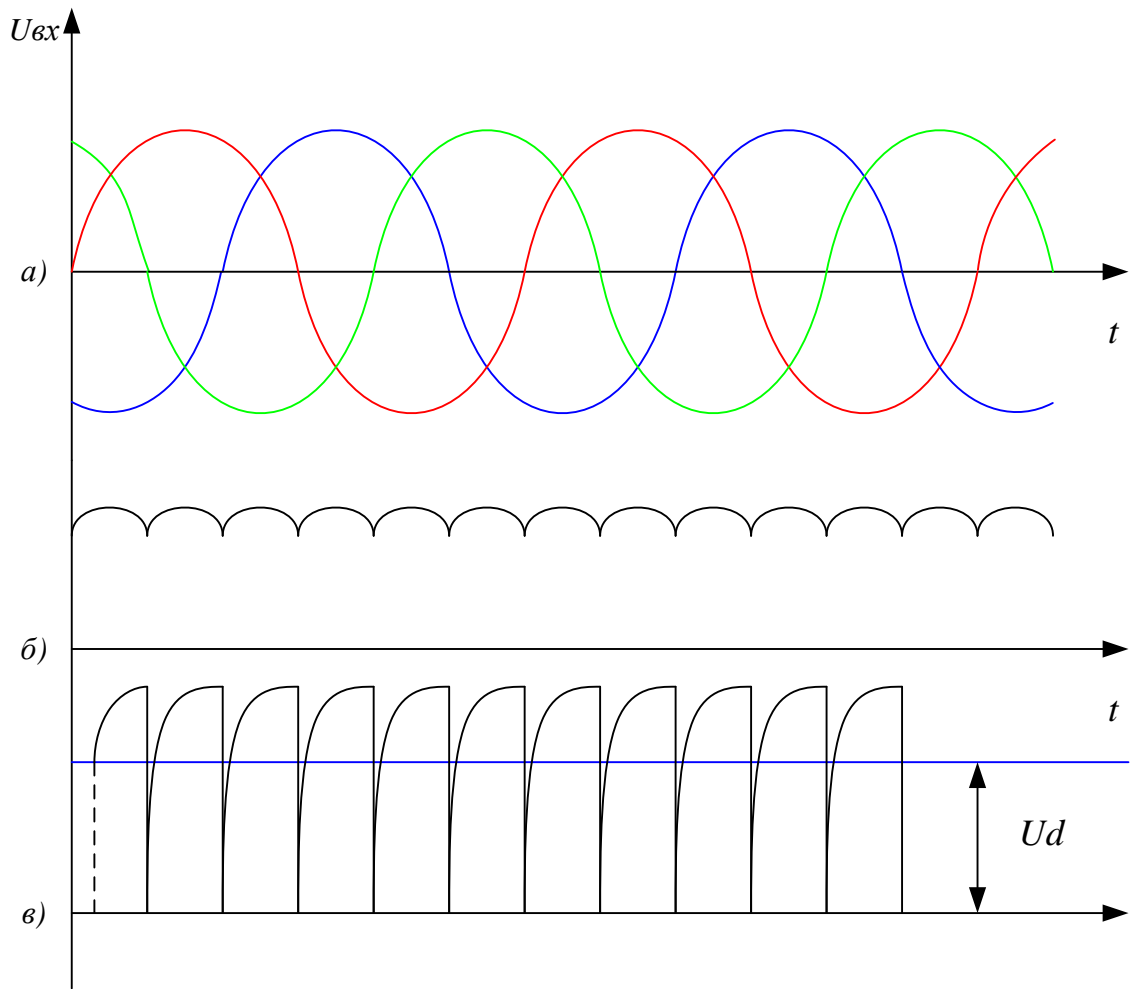


Схема 1.2 б)

На схемі 1.2а) показана силова частина ТП. Кожен з 6-ти тиристорів отримує власний сигнал від СІФК причому всі 6-ть сигналів повинні бути синхронізовані за часом.

На х.х. при  $U_{зmax}$ , повністю відкритих тиристорах на виході ТП має місце напруга показана на схемі 1.2 б) (вісь б).

Із схеми видно, що в цьому випадку має місце найменший коефіцієнт пульсації, при необхідності зменшення напруги тиристора закриваються на частину періода, середня напруга  $U_d$  на виході ТП зменшується. При цьому коефіцієнт пульсації збільшується (схема 1.2 б) вісь в)

Статичні механічні характеристики ДПС в системі ТПД змінюються як в залежності від типу відкриття тиристорів так і в залежності від навантаження двигуна, і в загальному випадку мають вид кривих ліній. Розглянемо режими роботи ДПС в системі ТПД із 3-и фазною мулевою схемою.

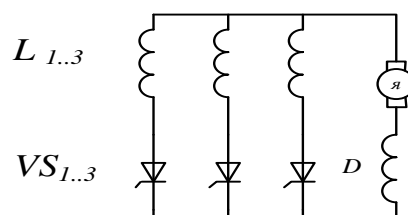


Схема 1.3 а)

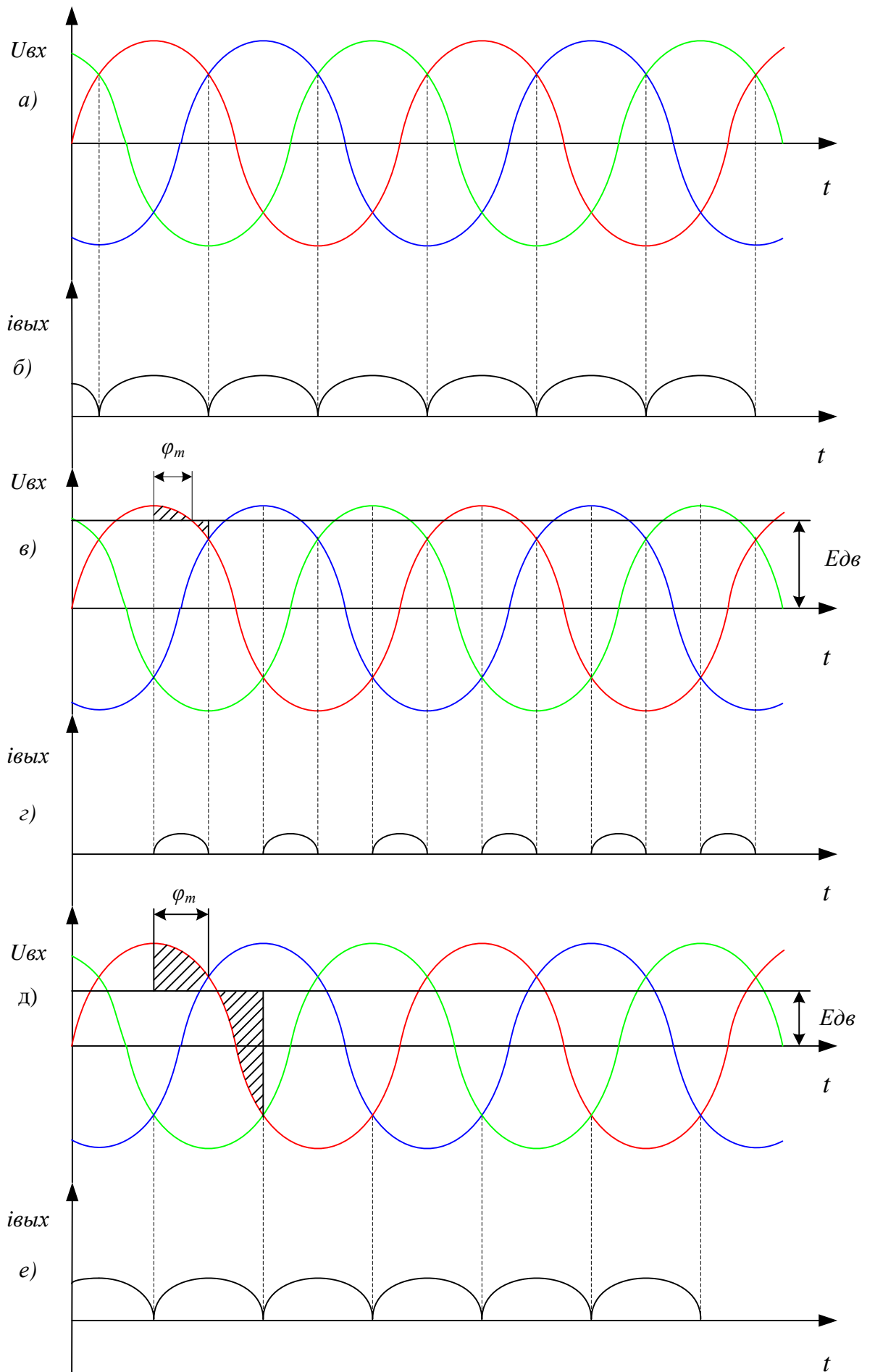


Рис. 1.3 б) – Режим роботи нереверсивного електроприводу з 3-и фазною схемою

При повністю відкритих тиристорах на виході ТП. Має місце напруга із 3-ма пульсаціями за період (схема 1.3 , вісь а) та б)). В цьому випадку струм якоря безперервний (вісь б)).

Розглянемо режими ТП із заданим кутом тиристорів  $\varphi$  т. В залежності від ЄРС двигуна  $E_{дв}$  може існувати режими роботи перетворювачів і без перервний:

1. Переривчастий режим.

Якщо  $E_{дв}$  перевищує середнє значення випрямлення напруги, то струм через опір відсутній, оскільки тиристор не відкривається (схема 1.3 вісь в) та г)).

2. Безперервний режим. Якщо ЄРС двигуна менша за середнє значення випрямленої напруги, а струм більший нуля на протязі всього періоду.

На сх. 1.3 вісі д, г показаний графік переривчастий режим роботи ( $U_d=E_\phi$ ). В цьому режимі довжина імпульсу випрямленої напруги дорівнює половині періоду, подальше зменшення  $E_{дв}$  призводить до переходу в безперервний режим.

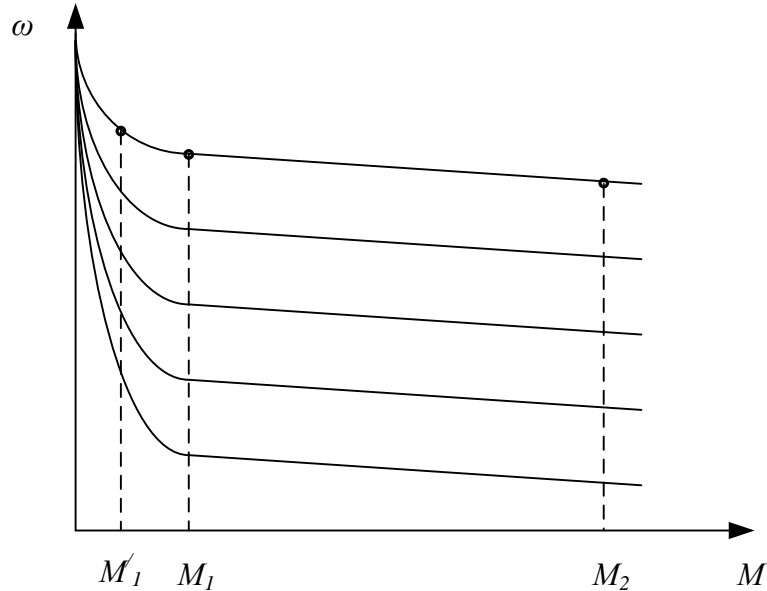


Рис.1.4 Механічні характеристики ДПС в системі ТПД

1.3 Механічні характеристики ДПС в системі ТПД

Механічні характеристики ДПС в системі ТПД мають складний характер при їх аналізі найчастіше розділяють механічні характеристики на 2-і частини (для кожного кута керування):

1. Мх в системі безперервних струмів - уявляє собою пряму лінію. При цьому при зміні кута керування МХ паралельно переноситься вгору або вниз( участок М1-М2 ) на схемі Рис. 1.4.

2. МХ в режимі переривчастих струмів – має істотно нелінійний характер ( участок від 0 до М1 )

1.3.1 Механічні характеристики ДПС в режимі безперервних струмів в системі ТПД

Лінійна частина МХ будується за рівнянням

$$U_d = E_{дв} + I_\alpha R_\alpha + \Delta U \quad (*)$$

$U_d$  – середнє значення випрямленої напруги;

$E_{дв}$  – ЄРС опірної обмотки двигуна;

$I_\alpha$  – струм якірного ланцюга;

$R_\alpha$  – повний опір якірного ланцюга;

$\Delta U$  – падіння напруги на тиристор ТП;

$U_d$  визначається:

$$U_d = E_{d0} \cdot \cos \alpha$$

$E_{d0}$  – напруга тиристорного перетворювача при повністю відкритих тиристорах;

$$E_{d0} = \frac{m}{\pi} * \sqrt{2} * U_{2л} * \sin \frac{\pi}{m}$$

$m$  – кількість пульсацій випрямленої напруги на період живлення;

$m=6$  – трифазна мостова;

$m=3$  – для нульової;

$$E_{d0} = K_{cx} * U_{2ф}$$

$U_{2л}, U_{2ф}$  – лінійна і фазна напруга трансформатора;

$R_{я}$  – сумарний опір якоря;

$$R_{я} = r_{я} + r_{д.о.} + r_{к.о.} + r_{др.} + r_{тр.} + r_{екв.}$$

$r_{я}$  – опір якоря;

$r_{д.о.}$  – опір додаткових обмоток;

$r_{др.}$  – опір дроселя;

$r_{тр.}$  – опір трансформатора;

$r_{екв}$  – опір який характеризує зміну напруги.

Для нульової схеми зміну напруги в результаті комутації

$$r_{mp} = r_{ф.мп}$$

$$r_{mp} = 2r_{ф.мп.}$$

Де  $r_{ф.тр.}$  активний опір із фаз трансформатора.

$$R_{екв} = \frac{x_{тр} * m}{2K}$$

$x_{тр.}$  – індуктивний опір трансформатора;

Індуктивний та реактивний опір трансформатора визначається за формулою:

$$r_{mp} = r_{2mp} + k_e^2 * r_{1mp}$$

$r_{2тр}$  – активний опір фази трансформатора вторинної та первинної обмоток відповідно.

$$k_e^2 = \frac{W_2}{W_1} - \text{коефіцієнт перетворення трансформатора.}$$

$$x_{mp.} = x_{2mp} + k_e^2 * x_{1mp}$$

коєф	$K_{cx}$	$K_{\Gamma}$	$K_{j2}$	$K_B$	$K_S$	$K_{S1}$	$K_{S2}$
------	----------	--------------	----------	-------	-------	----------	----------

схема							
Од-нофазна нульова	0.9	3.14	0.785	0.5	1.48	1.23	1.74
Три-фазна нульова	1.17	2.09	0.585	0.33	1.35	1.21	1.49
Од-нофазна мостова	0.9	1.57	0.785	0.5	1.23	1.23	1.23
Три-фазна мостова	2.34	1.05	0.585	0.33	1.045	1.045	1.045

$k_{cx}$  – коефіцієнт схеми;

$$k_{cx} = \frac{E_{d0}}{U_{2\phi}};$$

$$k_m = \frac{U_{\max}}{E_{d0}} \text{ – наскільки разів вища напруга на тиристорі чим випрямлена};$$

$k_{i2}$  – коефіцієнт випрямленого струму;

$$k_{i2} = \frac{I_{2\phi}}{I_d};$$

$k_b$  – коефіцієнт струму вентелей;

$$k_b = \frac{I_{mcp}}{I_d};$$

$k_s$  – коефіцієнт потужності ТП;

$$k_s = \frac{S_{mp}}{P_d};$$

$S_{TP}$  – повна потужність трансформатора;

$P_d$  – активна потужність випрямленого струму;

$$k_{s1} = \frac{S_1}{P_d}$$

$$k_{s2} = \frac{S_2}{P_d}$$

$S_1, S_2$  – повні потужності первинної та вторинної обмоток трансформатора;

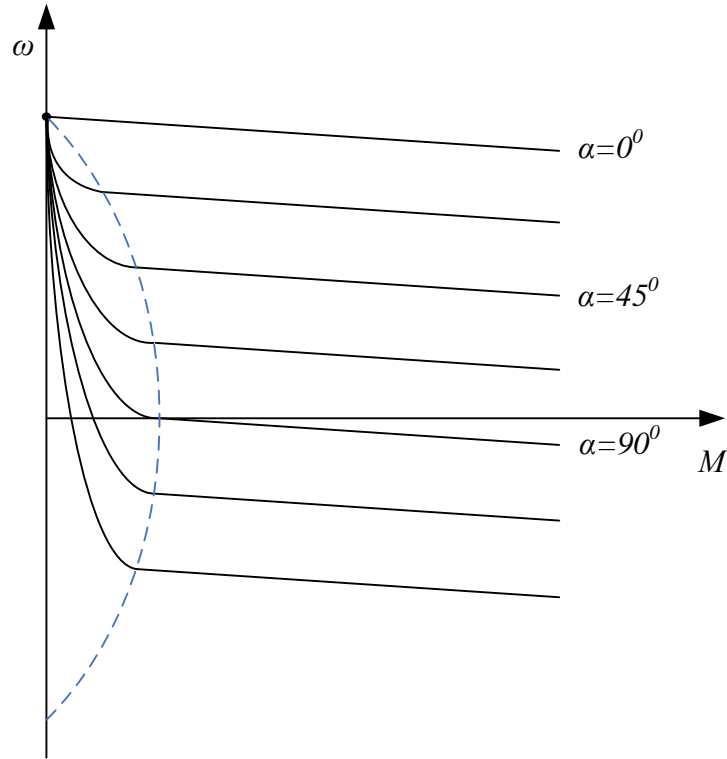
Із рівняння (\*) враховуючи, що  $E_{d0} = K * \Phi_{\omega}$  можна записати рівняння для МХ ДПС в режимі безперервних струмів ТПД

$$\omega = \frac{E_{d0} * \cos \alpha - I_a * R_a - \Delta U}{k\Phi}$$

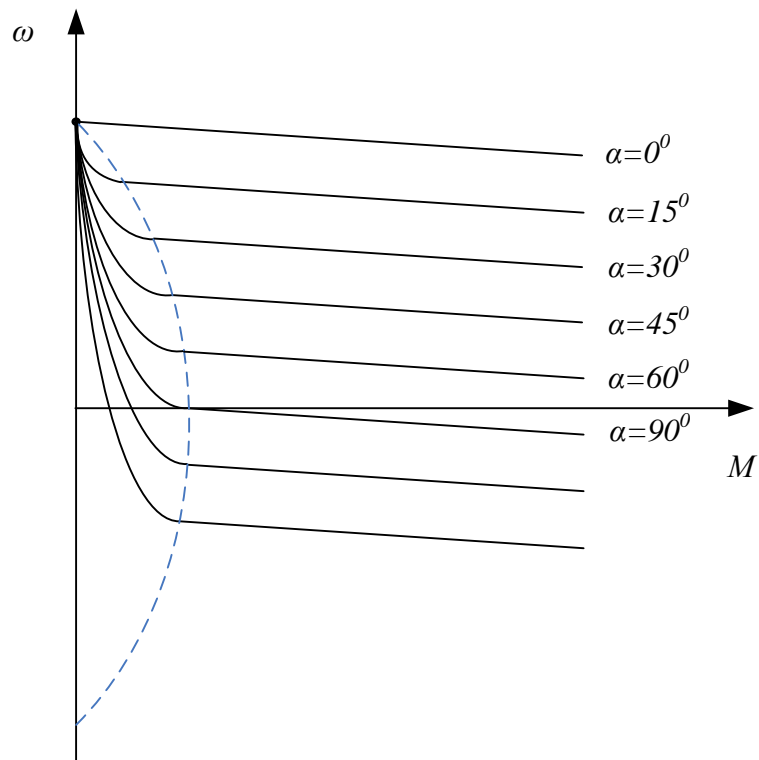
$$\omega(M) = \frac{E_{d0} * \cos \alpha - \Delta U}{k\Phi} - M \frac{R_a}{(k\Phi)^2} \quad (2)$$

Виходячи з формули (2) можна зазначити, що лінійний участок МХ має більший нахил до вертикалі, внаслідок падіння напруги на тиристорі, що враховани в виразі для  $R_a$ .

### 1.3.2 МХ ДПС в системі ТПД в режимі переривчастих струмів.



Сх.. 1.5 – МХ ДПС в системі ТПД для 3-х фазної нульової схеми



Сх.. 1.6 – МХ ДПС в системі ТПД для 3-х фазної мостової схеми

Аналітичний розрахунок МХ в режимі переривчастих струмів є досить складним у наближених розрахунках МХ в режимі переривчастих струмів можна прийняти лінійними. З цією метою необхідно знайти дві точки спрощеної лінійної характеристики.

Межа безперервного струму визначається за виразом

$$I_{\text{мб}} = \frac{E_{\text{d0}} \sin \alpha}{\omega_m * L_{\Sigma}} \left(1 - \frac{\pi}{m} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{m}\right);$$

де  $\omega_m$  – кутова частота мережі,  $\omega_m = 2\pi * 50(f)$ ;



$L_{\Sigma} = L_{я} + L_{\partial p} + nL_{mp}$  – сумарна індуктивність якірного кола,

$n=1$  для нульової схеми,

$n=2$  для мостової схеми.

Друга точка для нульової схеми при куті керування, що не перевищує  $60^\circ$  визначається за

$$\text{формулою: } \omega_0 = \frac{U_{\phi_{\max}}}{k\Phi} \quad (\alpha \leq 60^\circ)$$

$U_{\phi_{\max}}$  – амплітудне значення фазної напруги мережі або узгоджувального трансформатора.

Для трифазної мостової схеми при куті керування  $\alpha \leq 30^\circ$  швидкість ідеального ХХ визначається за формулою  $\omega_0 = \frac{1,045 * U_{d0}}{k\Phi} \quad \alpha \leq 30^\circ$

$U_{d0}$  – максимальне значення випрямленої напруги.

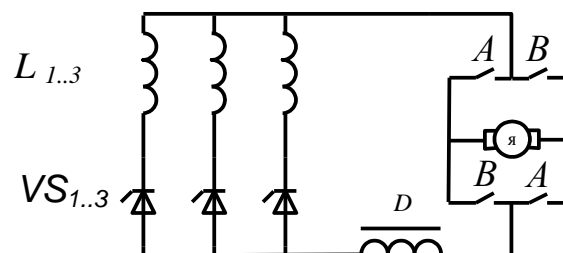
Для інших кутів керування швидкість ідеального ХХ визначається:

$$\omega_0 = \frac{U_{\phi_{\max}}}{k\Phi} \sin(\alpha + 30^\circ) \quad \alpha \geq 60^\circ$$

Для мостової схеми:  $\alpha \geq 30^\circ$

$$\omega_0 = \frac{1,045 * U_{d0}}{k\Phi} \sin(\alpha + 60^\circ)$$

#### 1.4 Реверсивні тиристорні перетворювачі напруги



Сх. 1.7 – Однокомплектна реверсивна система ТПД.

Розрізняють однокомплектні і двокомплектні системи ТПД. В однокомплектних системах використовують один комплект тиристорів для режимів: робочого рекуперативного гальмування, реверсування двигуна. Реалізація інверторних режимів показано на схемі 1.7. В робочому режимі струм якоря протікає під дією випрямленої напруги, а ЕРС двигуна напрямлено зустрічно струму. При цьому відбувається випрямлення напруги мережі в постійну напругу живлення. Тому такий режим роботи називається випрямленим.

В інверсному режимі роботи струм двигуна протікає зустрічно напрузі. Потужність віддається від навантаження в мережу змінного струму.

#### 1.5 Динамічні властивості системи ТПД

Тиристорний перетворювач є складною нелінійною ланкою але для практичних розрахунків ПФ ТП можна представити ланкою чистого запізнювання:

$$W(p) = k_{mn} e^{-T_{mn} p}, \quad k_{mn} \text{ – коефіцієнт підсилення ТП за напругою}$$

$T_{mn}$  – некомпенсована стала часу,

$$T_{mn} = T_{\phi} + \tau; \quad T_{\phi} \text{ – стала часу тиристора перетворення СІФК.}$$

$\tau = \frac{1}{2mf\mu}$  – чисте запізнення тиристорних перетворювачів;

$m$  – кількість пульсацій вхідної напруги.

Звичайно складову з чистим запізненням розкладають у ряд і обмежують лише 1-им членом. Тоді ПФ має вид:

$$W(p) = \frac{k_{mn}}{T_{mp} p + 1};$$

Для керування тиристорним перетворювачем, звичайно використовують СІФК побудовані за вертикальним принципом зсуву керуючих імпульсів. При чому опорна напруга може бути лінійною або синусоїдальною. При лінійній опорній напрузі фазова характеристика СІФК буде також лінійною і буде визначатись залежністю:

$$\alpha = \alpha_{\text{поч}} - U_k \frac{\pi}{U_{\text{оп. max}}};$$

$\alpha_{\text{поч}}$  – початковий кут узгоджених характеристик,

$U_{\text{оп. max}}$  – максимальне значення пилкоподібної форми опорної напруги.

В режимі безперервних струмів вихідна напруга визначається нелінійною залежністю від кута  $\alpha$ :

$$U_d = E_d \cos \alpha = E_{d0} \sin\left(\frac{\pi}{U_{\text{оп. max}}}\right) * U_k;$$

В цьому випадку коефіцієнт передачі тиристорного перетворення визначається як:

$$k_{\text{тп}} = \frac{\Delta U_d}{\Delta U_k} \approx \frac{\pi E_{d0}}{U_{\text{оп. max}}} * \sin \alpha$$

$E_{d0}$  – максимальне значення випрямленої напруги,

$U_k$  – керуюча напруга (напруга на вході СІФК).

Перевагою подібних СІФК є мала чутливість до викривлення форми живлячої напруги.

При косинусоїдальній опорній напрузі фазового характеру СІФК є нелінійний, а регульовальна характеристика перетворювача лінійною, при цьому коефіцієнт підсилення ТП залишається незмінним.

$$k_{mn} = \frac{\Delta U_d}{\Delta U_k} = \frac{E_{d0}}{(U_{\text{оп. max}}) / 2};$$

Постійний коефіцієнт підсилення є безперечною перевагою СІФК із косинусоїдальною опорною напругою, оскільки зміна  $k_{mn}$  в залежності від зміни кута керування  $\alpha$  негативно впливає на динамічні властивості

Структурна схема розімкненої системи ТПД має вигляд:

Рис. – Структурна схема розімкненої системи ТПД в режимі безперервних струмів.

В режимі переривчастих струмів в кривій випрямленого струму є паузи, а випрямлена напруга зростає, і стає більшою ніж напруга  $E_{d0} \sin \alpha$ . Внаслідок цього механічні характеристики двигуна стають суттєво нелінійними. Для відображення особливостей цього режиму розглядають функціональний опір якорного кола, який значно більший ніж опір якоря. При цьому електромагнітна стала часу  $T_{\text{я}}$  практично не впливає на динаміку приводу, тому ПФ якорного кола можна представити у вигляді:

$$W_{\text{я}}(p) = \frac{1}{R_{\text{яф}}}$$

Аналітичний розрахунок  $R_{\text{яф}}$  визначається за спрощеною формулою:

$$R_{яф} = \frac{k\Phi(\omega_0 - \omega_{гр})}{I_{ягр}}$$

Структурна схема розімкненої системи ТПД

### Порядок розрахунку параметрів ЕП системи ТПД

Необхідно провести розрахунки параметрів ТПД для режиму безперервних струмів. Дано параметри двигуна:  $P_n$ ,  $U_n$ ,  $I$ ,  $n_{\max}$ ,  $I_{zn}$ , опір обмотки якоря  $R_{обя}$ , опір обмотки додаткових полюсів  $R_{дп}$ , індуктивність обмотки якоря та додаткових полюсів  $L_{дв}$ , момент інерції двигуна  $J_{дв}$ , момент інерції механізму зведений до валу двигуна  $J_m$ .

Тиристорний перетворювач виконаний за 3-и фазною мостовою схемою ( $m=6$ )

Номинальні дані трансформатора: повна номінальна потужність  $S$ ; номінальна напруга первинної обмотки  $U_{1л}$ ; номінальна напруга вторинної обмотки  $U_{2л}$ ; напруга короткого замикання  $U_{кз}$ ; потужність короткого замикання  $P_{кз}$  номінальний струм вторинної обмотки  $I_{2ном}$ .

Розрахунок виконується в наступній послідовності:

1. Визначається повний опір фази трансформатора:

$$Z_{mp} = \frac{U_{2ф} U_{кз} \%}{100 I_{2н}} ;$$

2. Активний опір фази трансформатора:

$$R_{mp} = \frac{\Delta P_{кз}}{3 I_{2н}^2} ;$$

3.  $X_{mp} = \sqrt{Z_{mp}^2 - R_{mp}^2} ;$

4. Індуктивність фази трансформатора:

$$L_{mp} = \frac{X_{mp}}{\omega_n} ;$$

5. Еквівалентний опір обумовлений комутацією тиристорів:

$$R_{екв} = \frac{X_{mp} m}{2\pi} ;$$

6. Сумарний опір якірного кола:

$$R_я = R_{обя} + R_{дп} + 2R_{mp} + 2R_{екв} ;$$

7. Сумарна індуктивність кола якоря:

$$L_я = L_{дв} + 2L_{mp} ;$$

8. Електромагнітна стала часу:

$$T_я = \frac{L_я}{R_я} ;$$

9. Коефіцієнт ЕРС двигуна:

$$C_e = k\Phi = \frac{U_n - I_n (R_{обя} + R_{дп})}{\omega_n} ;$$

де  $\omega_n = \frac{2\pi n_n}{60} ;$

10. Електромеханічна стала часу:

$$T_m = \frac{(J_{дв} + J_{мех}) R_я}{(k\Phi)^2} ;$$

11. Коефіцієнт передачі тиристорних перетворень при косинусоїдальній опорній напрузі:

$$K_{mn} = \frac{E_{d0}}{U_{он\max}/2} = \frac{U_{K_{сх}}}{U_{он\max}/2};$$

12. Модуль жорсткості  $\beta_{\text{мехх}}$  визначається:

$$\beta_{\text{мехх}} = \frac{(k\Phi)^2}{R_{я}};$$

13. Сталу часу тиристорного перетворювача  $T_{mn}$  прийmemo рівною 0,005 с.

14. Коефіцієнт затухання визначається:

$$\xi = 0,5 \sqrt{\frac{T_M}{T_{я}}};$$

15. ПФ ДПС має вигляд:

$$W_{\text{дв}}(p) = \frac{k_{\text{дв}}}{T_{\text{дв}}^2 p^2 + 2\xi T_{\text{дв}} p + 1};$$

де  $k_{\text{дв}} = \frac{1}{k\Phi}$ ;  $T_{\text{дв}} = \sqrt{T_{я} T_M}$ .

### Електропривод ПС з ШП (М)

Велика кількість ЕП живляться від мережі постійного струму. В таких системах необхідно виконати регулювання постійної напруги мережі живлення. Для вирішення цієї задачі використовують ШП перетворювачі.

ШП мають наступні переваги:

1. мають менше запізнювання у порівнянні з ТП;
2. мають менші пульсації струму, що дозволяє виконати більш точне регулювання.

В наслідок цих переваг ШП застосовують у швидко дійних приводах постійного струму різних верстатів.

В найпростішому випадку ШП вміщує в себе джерело постійного струму і послідовно ввімкнений керований ключ, який з високою частотою вмикається до мережі живлення (сх.1)

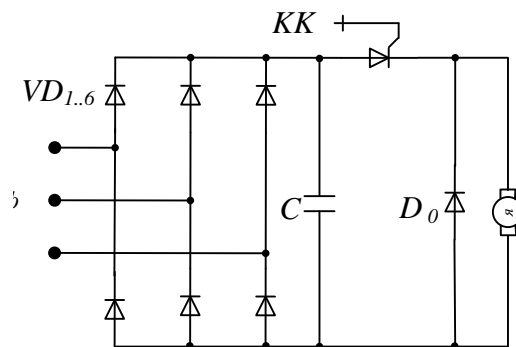
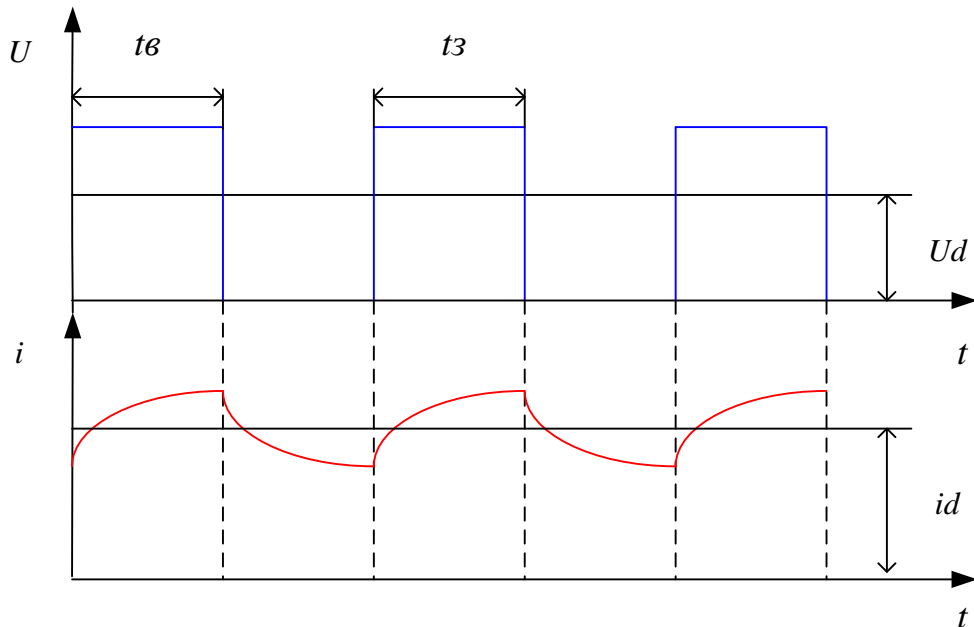


Схема 1 –



В якості керованих ключів використовують діоди або тиристори (КК на схемі 1). Для зменшення перенапруги на комутаційних елементах використовують зворотній діод  $d_0$ , що шунтує двигун при замиканні керованого ключа. На протязі часу  $t_в$  ключ відімкнений, а двигун під'єднаний до мережі живлення. На інтервалі  $t_з$  ключ є замкнений, а двигун шунтується зворотнім діодом, через який протікає струм під дією накопиченої в індуктивності енергії. В результаті до двигуна підключається імпульсна напруга, величина якої визначається за формулою:

$$U_d = \frac{U_{\max} t_в}{t_в + t_з};$$

Розрізняють два основних способи керування імпульсним перетворювачем:

1. ШПП із постійною частотою комутації – в цьому випадку частота комутації залишається незмінною, а регулюється лише час закритого стану ключа;
2. ЧІМ ( частотно-імпульсна модуляція) – характеризується тим, що ширина імпульсів залишається незмінною, а змінюється лише частота.

На практиці найбільш розповсюджені ШПП з постійною частотою комутації. Для зменшення пульсації струму використовуються ємнісні фільтри. Перетворювач, показаний на сх.1, забезпечує регулювання напруги лише вниз і реалізує лише рушійний режим. Для відтворення режиму динамічного гальмування використовують ШПП за сх.2

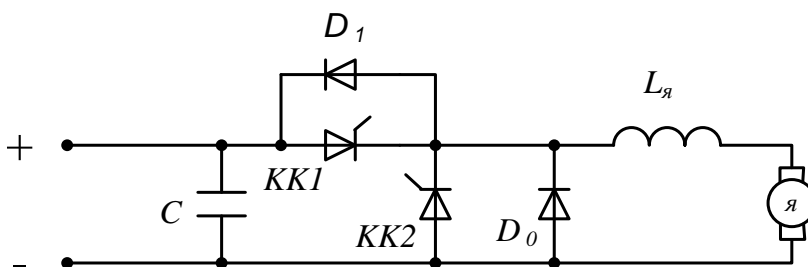
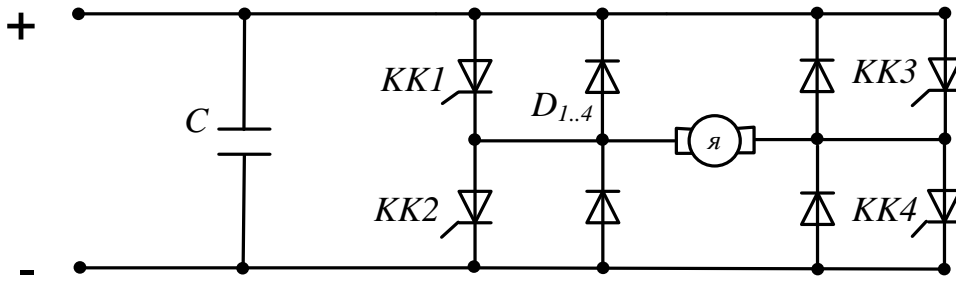


Схема 2 –

В рушійному режимі КК2 постійно розімкнений, за допомогою ключа КК1 регулюється напруга на двигуні.

Для реалізації обміну енергією між мережею і двигуном в режимі динамічного гальмування ключ К1 постійно розімкнений, а комутується лише ключ К2. При відкритому К2 струм якоря протікає зустрічно напрузі мережі, заряджаючи ємність С на вході перетворювача, таким чином забезпечується режим рекуперації енергії.

В реверсивних приводах звичайно використовують 4-квадратний перетворювач (сх..3)



Для реалізації руху «вперед» необхідно тримати постійно вимкнений ключ  $KK1$  і комутувати ключ  $KK4$ .

Для реверсу двигуна ключі  $KK1$  та  $KK4$  замикаються, ключ  $KK3$  постійно відкритий за рахунок комутації  $KK2$  отримують зворотню регульовальну напругу на якорі.

Механічні характеристики ДПС із ШПП

В режимі безперервного струму рівняння напруг для якірного кола має вигляд:

$$\gamma U_{\max} = E_{\text{де}} + I_z R_z;$$

$$\gamma - \text{сквапність, } \gamma = \frac{t_{\text{с}}}{T_{\text{ц}}};$$

Рівняння механічних характеристик:

$$\omega = \frac{\gamma U_{\max}}{k\Phi} - \frac{MR_{\text{я}}}{(k\Phi)^2};$$

Змінюючи  $\gamma$  можна отримати сімейство характеристик паралельних одна одній.

В режимі переривчастих струмів характеристики стають нелінійними. Координати граничного режиму визначаються за формулою:

$$I_{\text{я2р}} = I_{\text{кз}} \frac{\gamma(1-\gamma)T_{\text{к}}}{2T_{\text{я}}},$$

де  $I_{\text{кз}}$  – струм короткого замикання.

$$I_{\text{кз}} = \frac{U_{\text{я}}}{R_{\text{я}}};$$

$T_{\text{к}}$  – період комутації ключів.

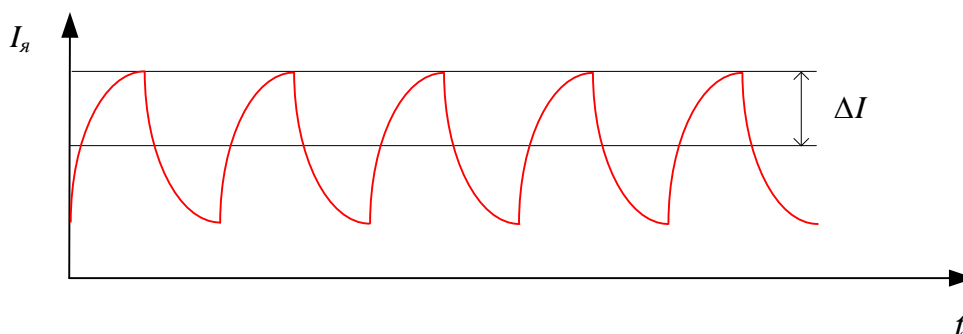
$$T_{\text{я}} - \text{стала часу якірного кола, } T_{\text{я}} = \frac{L_{\text{я}}}{R_{\text{я}}}.$$

$$\omega = \omega_0 \gamma \left(1 - \frac{(1-\gamma)T_{\text{к}}}{2T_{\text{я}}}\right) \quad (*)$$

З формули (\*) видно, що граничний струм має місце при  $\gamma = 0,5$ .

Пульсації струму якоря викликають додаткові втрати в міді та сталі. Звичайно нормуються втрати не більше ніж 10%. Виходячи з цього обраховується період комутації:

$$\Delta I = I_{\text{max}} - I_{\text{min}} = I_{\text{кз}} \frac{\gamma(1-\gamma)T_{\text{к}}}{T_{\text{я}}};$$



Пульсації струму якоря викликають додаткові втрати в міді та сталі. Звичайно нормуються , втрати не більше ніж 10%. Виходячи з цього обрахований період комутації:

$$T_{\kappa} = 9,2 \left( \frac{I_n}{I_{\kappa 3}} \right) T_{\text{я}}.$$

Для того щоб стала температура двигуна не перевищувала номінальну, в цьому випадку номінальний момент зменшується на 5%.

ПФ ШПП представляється у вигляді ланки з чистим запізнюванням:

$$W(p) = ke^{-p\tau};$$

де  $\tau \leq (1..2)T_{\kappa}$ ;

$k$  – коефіцієнт підсилення перетворювача.

При високій частоті комутації запізнювання можна не враховувати і вважати ШПП без інерційною ланкою. Характеристики та режими роботи двигунів при керуванні з ШПП при високій частоті комутації кращі, ніж в системі ТПД.

Якщо індуктивність якірною поля велика (використовуються згладжуючі дроселі), то струм двигуна можна вважати ідеально згладженим, тому за відсутності керуючого ключа, потужність, споживана з мережі, дорівнює потужності навантаження.

$$U_{\max} I_{\max} = \mathcal{I}_{\text{я}} U_{\text{я}};$$

$$I_{\text{м}} = \mathcal{I}_{\text{я}}.$$

$I_{\text{м}}$  - середнє значення струму джерела живлення.

Якщо  $\gamma \leq 1$ , то середнє значення струму мережі менше ніж номінальний струм. При цьому коли ключ відімкнений, значення струму мережі дорівнює миттєвому значенню струму якоря, тому пікове значення навантаження велике, а крива споживаючого струму містить вищі гармоніки. Для того, щоб зменшити небажаний вплив ШПП на мережу живлення на вході перетворювача підключається згладжу вальні фільтри.

### Регулювання швидкості АД Способи керування швидкістю АД

На практиці застосовуються наступні методи:

1. вмикання додаткового опору в ланцюг ротора (реостатне регулювання).

Переваги: просте і надійне обладнання; висока надійність керування.

Недоліки: невисокий діапазон керування; низька економічність регулювання (через витрати енергії на опорах ротора);

2. зміною напруги живлення за рахунок додаткових опорів статора, імпульсного регулювання і т.д.

Переваги: висока плавність регулювання; простота метода.

Недоліки: зменшена напруга живлення; зменшений максимальний момент; невисока економічність регулювання.

3. зміною кількості пар полюсів.

Переваги: простота і надійність методу, високий ККД.

Недоліки: низька плавність регулювання; погіршенні малогабаритні показники; підвищені витрати на матеріал.

4. ввід додаткової ЕРС у коло ротора (каскадні схеми вмикання АД з інерційними моментами та перетворювачами).

Переваги: простота в синхронізації швидкостей АД; висока економічність регулювання.

Недоліки: необхідність застосування АД з фазним ротором; низька універсальність методів.

5. регулювання зміною величини і частоти напруги статора.

Переваги: найбільший діапазон та плавність регулювання; висока точність регулювання; високий ККД двигуна.

Частотне регулювання АД(М) здійснюється за допомогою мікропроцесорних систем керування на основі математичного опису загальної двухфазної АМ.

#### Узагальнена електрична машина

В більшості випадків при моделюванні електричних машин використовують поняття ідеалізована ЕМ. Ідеалізована ЕМ має рівномірний повітряний зазор, симетричні електричні параметри, симетричні магнітні параметри і т.д. Наслідком цих припущень є існування магнітного кругового поля у повітряному зазорі машини. При цьому миттєве розподілення електромагнітного поля вздовж повітряного зазору машини є синусоїдальною.

Моделювання несиметричної машини або симетричної машини із несиметричною системою напруг, нерівномірним повітряним зазором і т.д. вимагає застосування спеціальних методів і звичайно є значно складнішим.

#### Математична модель ідеальної трифазної АМ в трифазних координатах

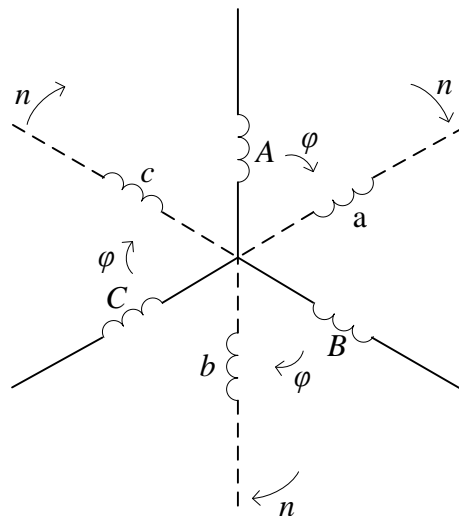


Схема 1 –

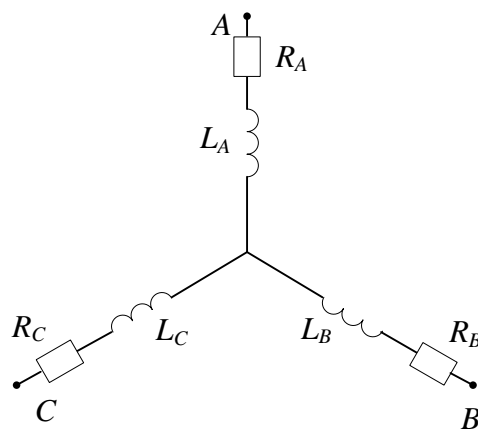


Схема 2 –



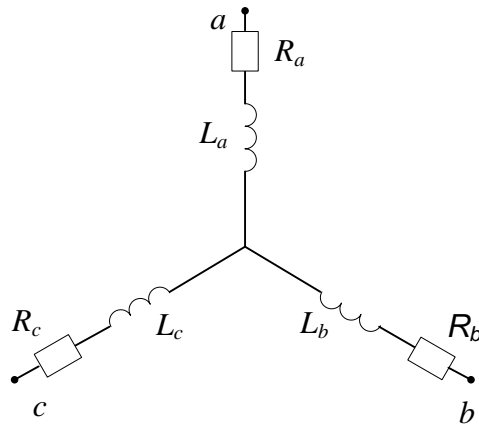


Схема 3 а –

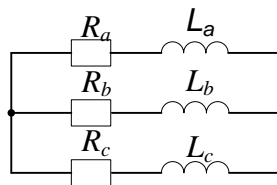


Схема 3 б –

При моделюванні АМ трифазних не перетворених координатах машина розділяється як система магнітно пов'язаних обмоток статора нерухомих у просторі та ротором, які обертаються відносно обмоток статора з частотою обертання ротора.

З плином часу кут між обмотками статора та ротора (сх..1) циклічно змінюється. Фазні обмотки статора пов'язані між собою постійною взаємною індуктивністю. Фазні обмотки ротора пов'язані між собою незмінною взаємною індуктивністю. Кожна з обмоток статора пов'язана магнітно із кожною обмоткою ротора. Оскільки ротор обертається відносно статора, то взаємні індуктивності циклічно змінюються.

З електричної точки зору можна розглядати окрему систему статорних обмоток, підєднаних до джерела живлення (сх..2) і система роторних обмоток (сх..3 а,б). якщо враховувати потокозчеплення обмоток

$$\psi = L_k i_k ;$$

$$\psi = L_k i_k + M_{ab} i_b .$$

Потокозчеплення котушки визначає кількість ліній магнітного потоку, що її перетинає. Для системи магнітозв'язків котушок потокозчеплення кожної з них визначається як сума власного потокозчеплення  $\psi_{\text{вл}} = L_k i_k$  потокозчеплень від інших

$$\psi_{\text{нов}} = \sum M_{ik} i_k ;$$

де  $M_{ik}$  – взаємна індуктивність, що пов'язує дану катушку з  $i$ -ою.

$$\left\{ \begin{array}{l} U_A = i_A \cdot R_A + \frac{d\psi_A}{dt} \\ U_B = i_B \cdot R_B + \frac{d\psi_B}{dt} \\ U_C = i_C \cdot R_C + \frac{d\psi_C}{dt} \\ 0 = i_a \cdot R_a + \frac{d\psi_a}{dt} \\ 0 = i_b \cdot R_b + \frac{d\psi_b}{dt} \\ 0 = i_c \cdot R_c + \frac{d\psi_c}{dt} \end{array} \right. \quad (1)$$

Виходячи з схем 1,3 за II законом Кірхгофа складається система (1). В системі (1) є 6 невідомих струмів, і потокозчеплень. Потокозчеплення обмотки статора і ротора визначимо наступними рівняннями зв'язку:

$$\left\{ \begin{array}{l} \psi_A = L_A \cdot i_A + L_{AB} \cdot i_B + L_{AC} \cdot i_C + L_{Aa} \cdot i_a + L_{Ab} \cdot i_b + L_{Ac} \cdot i_c \\ \psi_B = L_B \cdot i_B + L_{BC} \cdot i_C + L_{BA} \cdot i_A + L_{Ba} \cdot i_a + L_{Bc} \cdot i_c + L_{Bb} \cdot i_b \\ \cdot \\ \cdot \\ \psi_c = \dots \end{array} \right.$$

Рівняння для потокозчеплень мають в собі величини, що циклічно змінюються із часом. Система (1), доповнена рівнянням для потокозчеплень та рівнянням руху двигуна, називається математичною моделлю АМ в трифазних не перетворених координатах.

Аналітичний розрахунок системи рівнянь із змінними коефіцієнтами виникають значні труднощі, тому моделювання машини в цьому виді виконане за допомогою ПК числовими методами.

Математичний опис машин змінного струму може бути істотно спрощений за допомогою методу просторових векторів:

$$\bar{I} = \frac{2}{3} (i_a + \bar{a}i_b + \bar{a}^2 i_c), \text{ де } a = e^{+j120^\circ}$$

Суть метода полягає в тому, що миттєві значення трифазних струмі, напруг, потокозчеплень і т.д. Математично перетворюється таким чином, щоб вони могли бути зображені одним просторовим вектором.

Значення цього перетворення пояснюється наступним чином: магнітне поле (результат ЕМРС) трифазної обмотки можна уявити просторовим вектором рівняння за абсолютним значенням амплітуди, результат  $\sin iq$ , хвилі спрямовані уздовж цієї амплітуди.

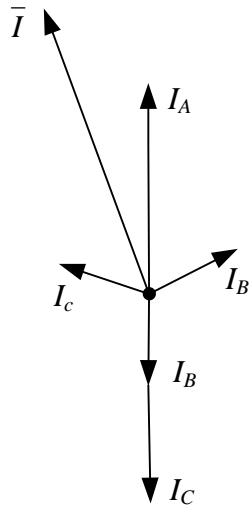


Схема 4 –

Визначення просторового вектору струму за відомими миттєвими значеннями струму  $i'$  на сх..5)

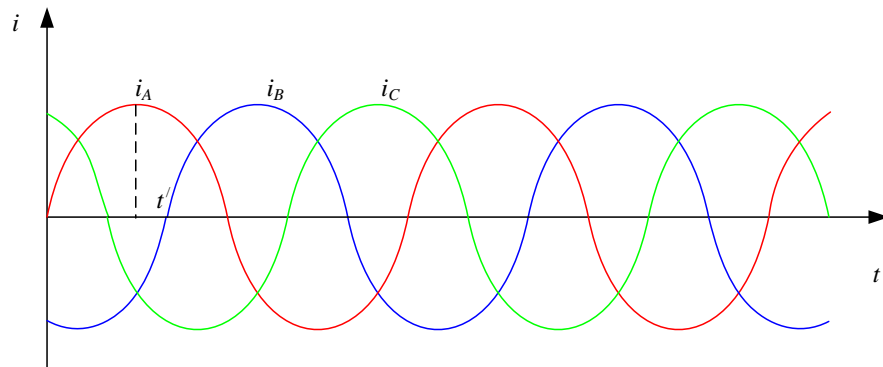


Схема 5 –

В якості прикладу розв'яжемо статорну обмотку АД, розташовану в 12 пазах сх..6, якщо розгорнути повітряний зазор в пряму лінію, то отримаємо сх..7.

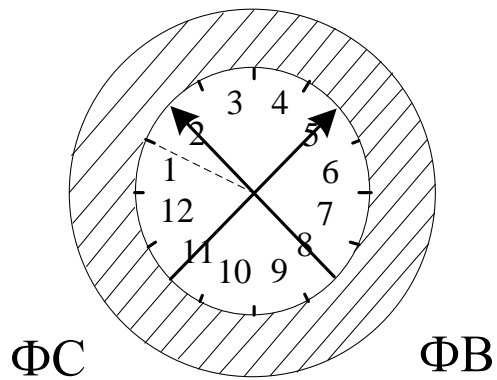


Схема 6 –

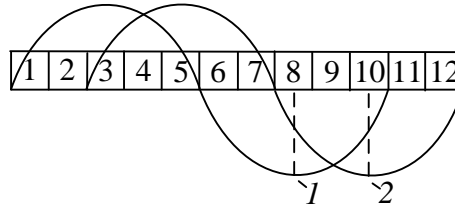


Схема 7 –

Нехай в деякій проміжок часу  $t_1$  синусоїдна хвиля поля має вид 1 на сх..7. Із плином часу хвиля переміщується і в момент часу  $t_2$  має вигляд 2 на сх..6. В час  $t_1$  максимальна хвиля знаходиться над пазом 2, а мінімальний над пазом 8.

Відповідно узагальнений вектор поля показаний на сх..6(а).

Для моменту часу  $t_2$  узагальнений вектор поля показаний на сх..6(б). Тобто з плином часу узагальнений вектор поля обертається із синхронною швидкістю поля. Плин часу поля трифазної обмотки можна представити одним узагальненим просторовим вектором.

Розглянемо методику визначення просторових векторів на прикладі просторового вектору струмів (сх..4,5). Нехай відомі миттєві значення фазних струмів (сх..5). Визначимо величини фазних струмів в проміжок  $t'$ . Миттєві значення струмів для часу  $t'$  є скалярними величинами. Для урахування просторового зсуву фазних обмоток статора вводять поняття одиночного вектору повороту  $a = e^{+j120^\circ}$

Просторовий вектор струмів знаходять за векторним рівнянням

$$\bar{I} = \frac{2}{3}(i_a + \bar{a}i_b + \bar{I}^2 i_c), \text{ де } a = e^{+j120^\circ}$$

В векторній формі просторових векторів струмів знаходять як показано на сх..4

Просторовий вектор струму статора обертається зі швидкістю  $\omega_1$  обертання поля, і може бути представлений на комплексній площині як  $\bar{I}_1 = I_1 m e^{j\omega_1 t}$ , де  $I_1 m$  – амплітудне значення струму статора;

$\omega_1$  – кутова частота струму статора;

$$\omega_1 = 2\pi f_1.$$

За відомим узагальненим вектором струму можна знайти фазні струми статора у будь-якій проміжок часу. Для цього необхідно визначити проекції узагальненого вектора на фазній вісі а, в, с.

Узагальнені вектори напруг потокозчеплень і т.д. визначається аналогічно. В результаті можна записати наступні рівняння математичної моделі АМ

$$\begin{cases} \bar{U}_1 = \bar{I}_1 \cdot R_1 + \frac{d\bar{\psi}_1}{dt} \\ \bar{U}_2 = \bar{I}_2 \cdot R_2 + \frac{d\bar{\psi}_2}{dt} \\ \bar{\psi}_1 = \bar{I}_1 \cdot L_1 + L'(\theta) \cdot \bar{I}_2 \\ \bar{\psi}_2 = \bar{I}_1 \cdot L'(\theta) + \bar{I}_2 \cdot L_2 \end{cases}$$

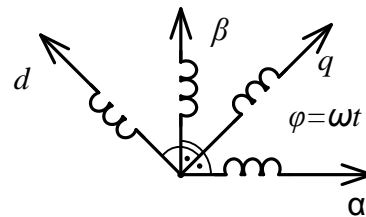
де  $\bar{I}_1, \bar{I}_2$  – узагальнений струм статора та ротора відповідно,  $\bar{\psi}_1, \bar{\psi}_2$  – узагальнені потокозчеплення,  $\bar{U}_1, \bar{U}_2$  – узагальнені вектори напруги статора і ротора.

### Лінійні перетворювання узагальненої машини

Розглянуті вище рівняння містять коефіцієнт, що періодично змінюється (взаємні індуктивності між статорними і роторними обмотками, які входять до потокозчеплень). Перехід до узагальненої системи координат дозволив значно спростити математичну модель, проте від періодичного коефіцієнта необхідно позбавитись.

Відомо, що з векторними величинами зручно працювати на комплексній площині, розглядаючи вектори, як проекції на уявну та дійсну вісь. Цей метод має фізичну аналогію – двофазна АМ, що складається з двох обмоток статора, розташованих під кутом  $90^\circ$  та двох обмоток ротора (під  $90^\circ$ ).

При цьому обмотки ротора обертаються відносно обмоток статора з кутовою швидкістю  $\omega$  (сх..1)



Координатні вісі пов'язані із статором звичайно позначають літерами  $\alpha$  та  $\beta$ . Координати вісі ротора  $\alpha, q$ . Сх..1 побудована за рівняннями для узагальнених векторів, розгляне них вище.

Розглянемо перетворювання, які дозволяють перейти від дійсних змінних, пов'язаних з вісями  $\alpha$  та  $\beta$  (статор),  $\alpha$  та  $q$  (ротор) до розрахованих змінних, пов'язаних з координатами  $U, i$ , в яких ротор та статор рухаються один від одного та обертається в просторі з кутовою швидкістю  $\omega_n$ .

У загальному випадку позначимо будь-яку реальну змінну (напругу, струм, потокозчеплення) у вигляді вектора  $\bar{x}$ , напрямком якого зв'язаний з відповідною данній обмотці системі координат, а модуль вектора відповідає величині реальної змінної.

Зображено окремо графіки побудови, що відповідає статору та ротору.

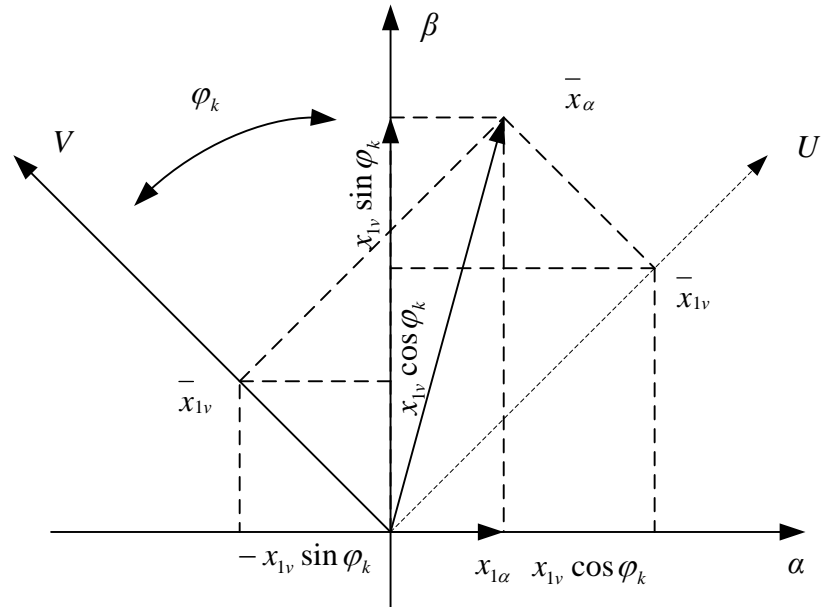


Схема 2 –

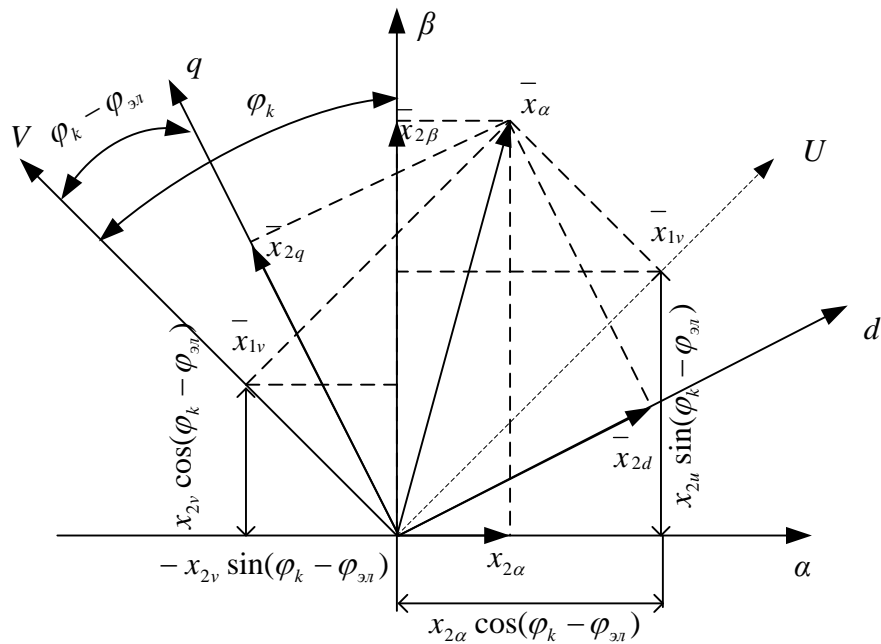


Схема 3 –

Виходячи з сх.2,3 формули зворотнього перетворення координат узагальненої машини (перехід від розрахункової до реальної змінних)

$$\begin{cases} x_{1\alpha} = x_{1u} \cos \varphi_k - x_{1v} \sin \varphi_k \\ x_{1\beta} = x_{1v} \sin \varphi_k + x_{1u} \cos \varphi_k \\ x_{2d} = x_{2u} \cos(\varphi_k - \varphi_{эл}) - x_{2v} \sin(\varphi_k - \varphi_{эл}) \\ x_{2q} = x_{2v} \sin(\varphi_k - \varphi_{эл}) + x_{2u} \cos(\varphi_k - \varphi_{эл}) \end{cases} \quad (1)$$

Аналогічний запис формули для гармонічного перетворення:

$$\begin{cases} x_{1u} = x_{1\alpha} \cos \varphi_k + x_{1\beta} \sin \varphi_k \\ x_{1v} = -x_{1\alpha} \sin \varphi_k + x_{1\beta} \cos \varphi_k \\ x_{2u} = x_{2\alpha} \cos(\varphi_k - \varphi_{эл}) + x_{2q} \sin(\varphi_k - \varphi_{эл}) \\ x_{2v} = -x_{2\alpha} \sin(\varphi_k - \varphi_{эл}) + x_{2q} \cos(\varphi_k - \varphi_{эл}) \end{cases} \quad (2)$$

Рівняння за II законом Кірхгофа для двофазної машини мають вигляд:

$$\begin{cases} U_{1\alpha} = R_1 i_{1\alpha} + \frac{d\psi_{1\alpha}}{dt} \\ U_{1\beta} = R_1 i_{1\beta} + \frac{d\psi_{1\beta}}{dt} \\ U_{1d} = R_1 i_{1d} + \frac{d\psi_{1d}}{dt} \\ U_{1q} = R_1 i_{1q} + \frac{d\psi_{1q}}{dt} \end{cases} \quad (3)$$

Якщо підставити рівняння (1) в перші два рівняння (3) то отримаємо:

$$U_{1u} \cos \varphi_k - U_{1v} \sin \varphi_k = R_1 (i_{1u} \cos \varphi_k - i_{1v} \sin \varphi_k) + \frac{d}{dt} (\psi_{1u} \cos \varphi_k - \psi_{1v} \sin \varphi_k)$$

$$U_{1u} \sin \varphi_k + U_{1v} \cos \varphi_k = R_1 (i_{1u} \sin \varphi_k + i_{1v} \cos \varphi_k) + \frac{d}{dt} (\psi_{1u} \sin \varphi_k + \psi_{1v} \cos \varphi_k)$$

Якщо домножимо (1) рівняння на  $\cos \varphi_k$ , а інше на  $\sin \varphi_k$ , а також враховуючи, що  $\cos^2 \varphi_k + \sin^2 \varphi_k = 1$  отримаємо рівняння:

$$U_{1u} = i_{1u} R_1 + \frac{d\psi_{1u}}{dt} - \omega_k \psi_{1v}$$

$$U_{1v} = i_{1v} R_1 + \frac{d\psi_{1v}}{dt} - \omega_k \psi_{1u}$$

Аналогічним чином отримаємо рівняння для ротора:

$$U_{1d} = i_{1d} R_1 + \frac{d\psi_{1d}}{dt} - (\omega_k - \omega_{\text{эл}}) \psi_{1q}$$

$$U_{1q} = i_{1q} R_1 + \frac{d\psi_{1q}}{dt} - (\omega_k - \omega_{\text{эл}}) \psi_{1d}$$

$$U_{2u} = i_{2u} R_2 + \frac{d\psi_{2u}}{dt} - (\omega_k - \omega_{\text{эл}}) \psi_{2v}$$

$$U_{2v} = i_{2v} R_2 + \frac{d\psi_{2v}}{dt} - (\omega_k - \omega_{\text{эл}}) \psi_{2u}$$

Потокозчеплення:

$$\psi_{1u} = L_1 i_{1u} + L_{12} i_{2u}$$

$$\psi_{1v} = L_1 i_{1v} + L_{12} i_{2v}$$

$$\psi_{2u} = L_2 i_{2u} + L_{12} i_{1u}$$

$$\psi_{2v} = L_2 i_{2v} + L_{12} i_{1v}$$

Електромагнітний момент узагальненої машини визначається за наступними формулами:

$$1) M = P (i_{1v} \psi_{1u} - i_{1u} \psi_{1v})$$

$$2) M = P \frac{L_{12}}{L_1 L_{12} - L_{12}^2} (\psi_{1v} \psi_{2u} - \psi_{1u} \psi_{2v})$$

**Фазові перетворювання змінних узагальненої машини**





Синтез алгоритму управління АД може вироблятися в будь-якій системі координат, але концепція управління АД з орієнтацією по полю двигуна як метод вирішення процесів управління потоком і моментом АД наглядно представлений в системі координат, яка обертається синхронно з вектором потокозчеплення ротора..

Для того, щоб напрям дійсної осі ортогональної системи координат в будь-яке время збігався з напрямом узагальненого вектора потокозчеплення ротора. Система координат повинна обертатися синхронно з цим вектором. Вектор потокозчеплення ротора в ній матиме складову, що лише діє. Позначимо дійсну вісь цієї системи координат  $d$ , а уявну  $q$ . Тоді математичний опис АД має вигляд:

$$\begin{aligned} \omega_k &= \omega_{\psi k}, \psi_{rq} = 0 \\ \omega_{rd} &= |\psi_r| = \psi_r = \psi_{rm} \end{aligned}$$

Модель в системі координат ( $dq$ ) стала основою для розробки системи векторного управління КЗАД.

При живленні обмотки статора АД від джерела напруги система векторного управління має зворотні зв'язки по складових струму статора і потокозчеплення ротора.

Запишемо рівняння в узагальнених векторах:

$$\begin{cases} U_s = \bar{i}_s R_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} + j\omega_k \bar{\psi}_s \\ 0 = i_r R_r + \frac{d\bar{\psi}_r}{dt} + j(\omega_k - Z_p \omega) \bar{\psi}_r \end{cases}$$

Для того, щоб забезпечити обумовлений раніше склад моделі знайдемо узагальнений вектор струму ротора і потокозчеплення статора.

$$\left\{ \begin{aligned} i_r &= \frac{1}{L_r} \bar{\psi}_r - \frac{L_m}{L_r} \bar{\psi}_s \end{aligned} \right.$$

Після преобразовання получимо:

????????????????????

Для того, щоб перше рівняння утримувало похідну лише від одного сигналу, виразимо похідну від потокозчеплення ротора з другого рівняння цієї системи:

??????????????

Преобразуємо отриману систему:

??????????????

Запишемо рівняння момента:

??????????????

Саме ця модель може бути застосована для полеорієнтованого векторного управління оскільки якщо не враховувати внутрішніх зворотних зв'язків двигуна, вона дуже схожа на модель ДПС з независимим збудженням. Виходячи з цього модель АД, яка орієнтована по вектору потокозчеплення ротора, зручно оптимізувати за модульним принципом.

Моделювання АД в системах координат  $\alpha, \beta$  и  $d, q$  дає абсолютно ідентичні результати. Це доводить, що для аналізу власного електричного двигуна вибір системи координат не має ролі, проте для синтезу і синтезу електроприводу вибір системи координат є вирішальним. Ця обставина позначається при синтезі параметрів регулювальника і при моделюванні всієї системи електроприводу.

Оскільки при структурному моделюванні існують обмеження, які можна обійти лише при правильному виборі систем координат.

### Моделювання АД в системі Matlab

#### Моделювання АД в системі координат нерухомою відносно статора

$$L_{1\sigma} + L_2 + L_m = L_{1\sigma} + L_2 + L_m \quad (1)$$

Система (1) – математична модель АД в узагальнених векторах. Система рівнянь (1) доповнюється рівняннями зв'язку (2):

$$L_{1\sigma} \frac{dI_{1\sigma}}{dt} + L_2 \frac{dI_2}{dt} + L_m \frac{dI_m}{dt} = U_{1\sigma} - R_{1\sigma} I_{1\sigma} - R_2 I_2 - R_m I_m \quad (2)$$

де  $L_1 = L_{1\sigma}$  - індуктивність розсіювання обмотки статора;

$L_2 = L_{1\sigma}$  - індуктивність розсіювання обмотки ротора;

$L_m$  - індуктивність ланцюга намагнічування.

В проєкціях на вісі  $\alpha, \beta$  після підстановки поточкозчеплень маємо:

$$L_{1\sigma} \frac{dI_{1\alpha}}{dt} + L_2 \frac{dI_{2\alpha}}{dt} + L_m \frac{dI_{m\alpha}}{dt} = U_{1\alpha} - R_{1\sigma} I_{1\alpha} - R_2 I_{2\alpha} - R_m I_{m\alpha} \quad (3)$$

Електромагнітний момент АД визначається формулою:

$$T_e = \frac{3}{\omega_s} L_m I_{1\alpha} I_{2\beta} - I_{1\beta} I_{2\alpha}$$

Рівняння руху електродвигуна має вигляд:

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_{load}$$

Рівняння (3) разом із рівнянням руху складають систему, якої достатньо для моделювання АД в системі Matlab.

#### Модель АД в струмах та поточкозчепленнях (статора)

Для побудови частотно керованого електроприводу частіше за все використовують поточкозчеплення ротора та струм статора як зміни, що описують поведінку машини. рівняння математичної моделі машини в узагальнених векторах має вигляд:

$$L_{1\sigma} \frac{dI_{1\sigma}}{dt} + L_2 \frac{dI_2}{dt} + L_m \frac{dI_m}{dt} = U_{1\sigma} - R_{1\sigma} I_{1\sigma} - R_2 I_2 - R_m I_m$$

Підставимо в перше рівняння:

$$L_{1\sigma} \frac{dI_{1\sigma}}{dt} + L_2 \frac{dI_2}{dt} + L_m \frac{dI_m}{dt} = U_{1\sigma} - R_{1\sigma} I_{1\sigma} - R_2 I_2 - R_m I_m$$

В друге рівняння:

$$L_{1\sigma} \frac{dI_{1\sigma}}{dt} + L_2 \frac{dI_2}{dt} + L_m \frac{dI_m}{dt} = U_{1\sigma} - R_{1\sigma} I_{1\sigma} - R_2 I_2 - R_m I_m$$

В результаті перетворень отримаємо:

$$L_{1\sigma} \frac{dI_{1\sigma}}{dt} + L_2 \frac{dI_2}{dt} + L_m \frac{dI_m}{dt} = U_{1\sigma} - R_{1\sigma} I_{1\sigma} - R_2 I_2 - R_m I_m \quad (3)$$

Розкладаючи змінні системи на дійсну та уявну частини отримаємо після перетворення:

?????????

Де прийняті позначення:

?????

Система (3) доповнюється рівнянням електромагнітного моменту:

?????????

На підставі рівнянь (3) складається структурна схема АД в нерухомій системі координат в узагальнених векторах струму статора і потокозчеплень ротора.

### Моделювання АД в двофазних координатах що обертаються зі швидкістю обертання (ротора)

Модель двигуна в системі координат, що обертається зі швидкістю  $\omega_c$  є найпростішою для обчислення та має мінімальну кількість перехресних зв'язків, при цьому спрощується синтез регуляторів  $\alpha$  керування АМ відбувається аналогічно керуванню машиною ПС за тією відмінністю, що регулювання величинами є проекції струмів на обертову систему координат  $i_{1u}, i_{1v}$  струму статора. Виходячи із системи (1) попередньої лекції виразимо з рівнянь для потокозчеплень виразу узагальнений вектор потокозчеплення  $\psi_1$  на узагальнений струм  $i_2$ :

$$\bar{\psi}_1 = \bar{I}_1 L_m + k_2 \psi_2$$

$$\bar{I}_2 = k_2 \left( \frac{\bar{\psi}_2}{T_2} - \bar{I}_1 \right)$$

Після підстановки в перші два рівняння системи (1), перетворень, розкладаючи на дійсну та уявну складові отримаємо кінцеву систему рівнянь.

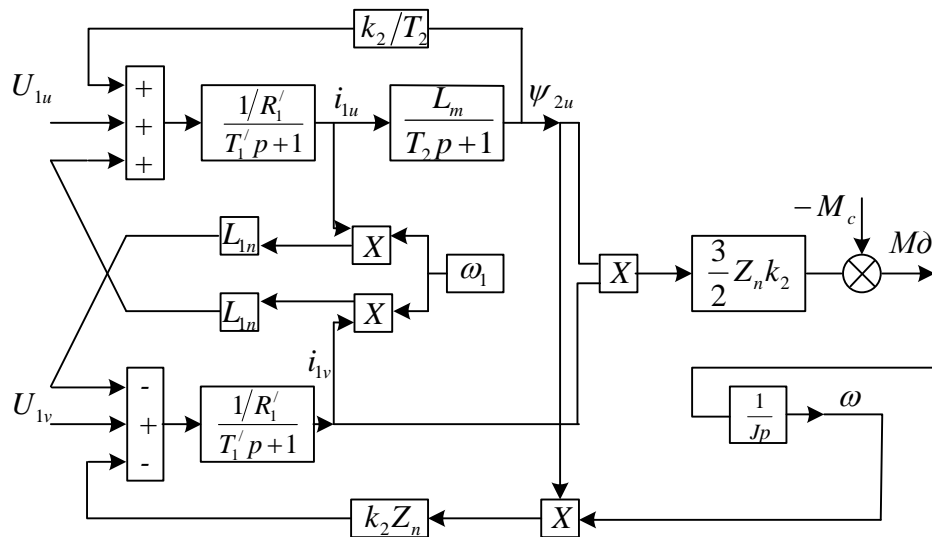
$$\begin{cases} U_{1u} = i_{1u} R_1' (1 - pT_1') - i_{1v} L_{1m} \omega_1 - \frac{k_2}{T_2} \psi_{2u} \\ U_{1v} = i_{1v} R_1' (1 + pT_1') - i_{1u} L_{1m} \omega_1 + k_2 Z_n \omega \psi_{2u} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \psi_{2u} = \frac{L_m i_{1u}}{1 + pT_2} \\ \psi_{2u} = \frac{L_{1u} R_2' R_2}{\omega_2} \end{cases}$$

В системі прийняті позначення:

$$T_1' = \frac{L_{1n}}{R_1'}, \quad \omega_2 = \Delta\omega - Z_n \omega \text{ частота струму ротора.}$$

Згідно із системою рівнянь структурна схема АД має вигляд:



Структурна схема АД в синхронно обертовій системі координат орієнтованій по вектору потокозчеплення ротора.

Якщо джерело живлення розроблене як джерело струму (форму необхідного струму статора) змінюючи напругу статора то структурна схема АД має вид:

??????????

Рисунок – Структурна схема АД при живленні від частоти з властивостями джерела струму ( $\varphi'$  – кут між нерухомою та рухомою системою координат)

### Технічна реалізація перетворювачів частоти

Практично єдиним раціональним способом АД з КЗ є регулювання зміною частоти живлення.

Переважає більшість сучасних перетворювачів частоти потужністю від 100 Вт до 100 кВт побудовані за принципом мережа змінного струму – некерований випрямляч – згладжуючий фільтр – автономний інвертор напруги (АІН) – АД.

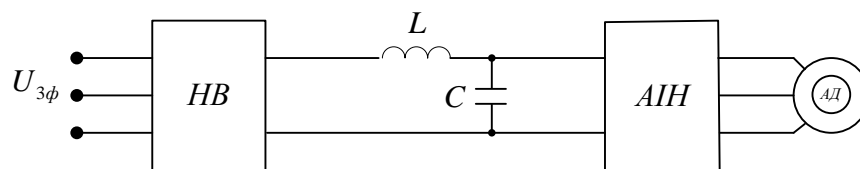
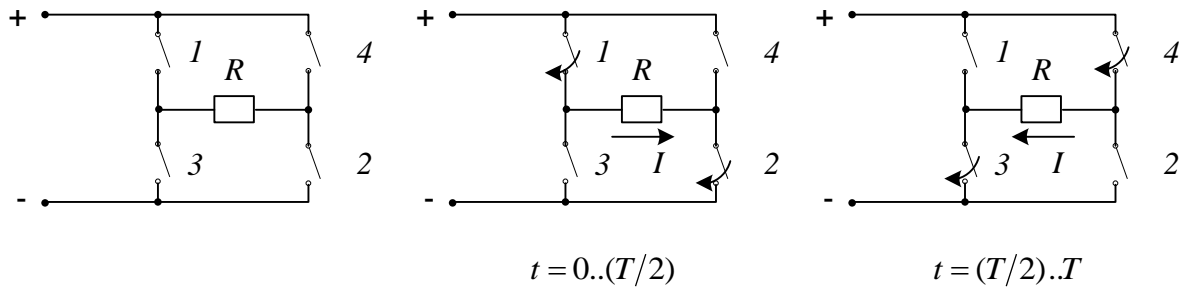


Схема – Типова схема перетворювача частоти

Напруги трифазної мережі випрямленні некерованим випрямачем. Коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги зменшується за допомогою згладжуючого фільтру. Напруга близька до постійної використовує АІН для формування трифазної системи напруг необхідних амплітуд та частоти. АІН керується за керуючим сигналом від мікропроцесорної системи керування. Розглянемо принцип реалізації АІН за допомогою простої однофазної схеми з чотирма ідеальними ключами 1,2,3,4, що працює на активне навантаження.

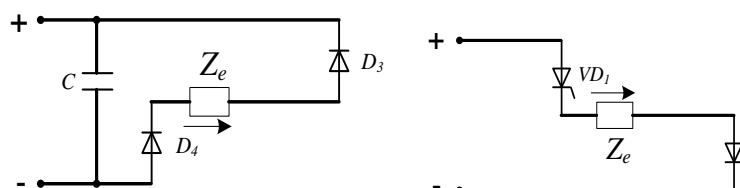
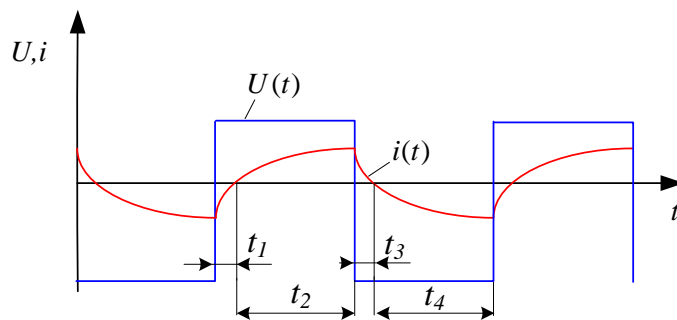
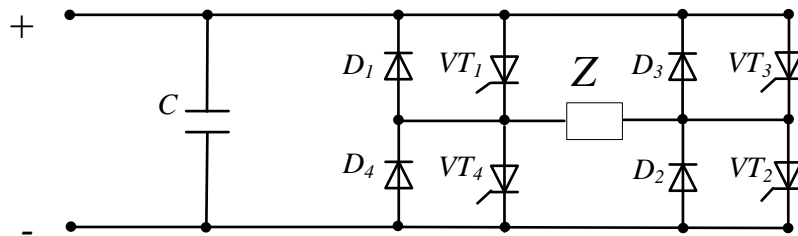


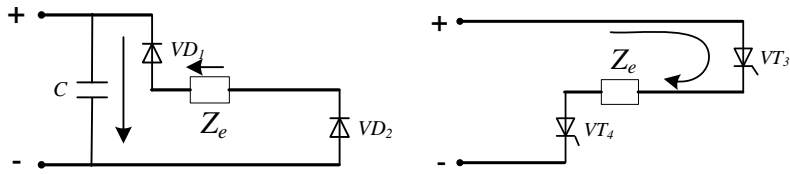
Якщо попарне комутувати ключі 1,2 та 3,4, та можна отримати додатні або відємні напруги на навантаженні. Періодична комутація ключів формує прямокутну зміну напруги на опорі.

Якщо навантаження має деяку індуктивність то розмикання ключа без додаткових мір викликає великі превантаження. ЕРС самоіндукції  $e = -L \frac{di}{dt}$ .

Таким чином при розімкненні керованих ключів необхідно створити шлях, за який протікав би струм та зберігалась енергія, що передається від індуктивного навантаження.

Розглянемо схеми, що реалізують данні умови





### Робота схеми з шунтуючими діодами

На проміжку часу  $t_1$  (в) напруга на навантаженні додатня, але ЕРС самоіндукції відємна. Струм протікає через діоди  $D_3, D_4$  на зарядженні ємність. За період  $t_2$  напруга на струм додатні, струм тече через тиристори  $VT_1, VT_2$  напруга відємна, струм додатній відкриті  $VT_3, VT_4$ , але ЕРС самоіндукції додатня, струм тече через шунтуючі діоди  $D_1, D_2$ .

За період  $t_4$  напруга, струм та ЕРС самоіндукції відємні, струм тече через тиристори  $VT_3, VT_4$ . Ємність  $C$ , створює разом з діодами  $D_1, D_4$  контркр для обліку енергією при комутації.

Вказані вище принципи будови АІН поширюються і на трифазні схеми. Трифазним аналогом однієї схеми є наступна схема, що має 6 ключів. Розглянемо як і раніше ідеалізований випадок, вважаючи що навантаження чисто активне та поєднане в зірку.

Для спрощення аналізу примемо напругу в 1 В та фазні опори величиною в 1 Ом.

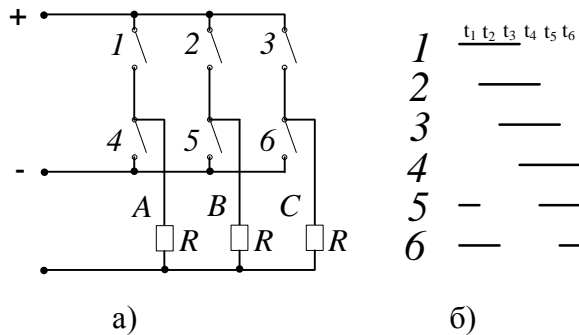


Схема трифазного інвертора

Роботу трифазного інвертоа напруги розглянемо на 6 інверторах часу ( $t_1 - t_6$ ). Діаграма комутації ключів прказана на схб). Прийнята комутація на  $180^\circ$ , тобто кожен ключ ввімкнувшись продовжує залишатись замкнутим при волн на  $60^\circ$ , тобто пів періода або  $180^\circ$ .

Ввімкнений стан ключів відображений на діаграмі товстими лініями, тобто на проміжку часу  $t_1$  ввімкнені ключі 1,5,6; на інтервалі  $t_2$ : 1,2,6...

Розглянемо часову діаграму напруг на активних елементах навантаження. На інтервалі часу  $t_1$ , клемма А підєднана через ключ 1 до +, її потенціал дорівнює +1 В. Клемма С поєднана через ключ 5 до позитивного джерела, її потенціал дорівнює +1 В. Клемма С підєднана до негативного джерела через ключ 6, струм через опори  $R_A, R_B, R_C$  на часовій діаграмі.

На проміжку часу  $t_2$   $\varphi_B = -1$  В, через те що замкнений ключ 6;  $\varphi_C = -1$  В,  $\varphi_A = +2$  В, на  $t_3$ :  $\varphi_A = \varphi_B = +1$  В через те, що ввімкнені ключі 1,3;  $\varphi_C = -2$  В через ключ 2 до негативного джерела живлення.

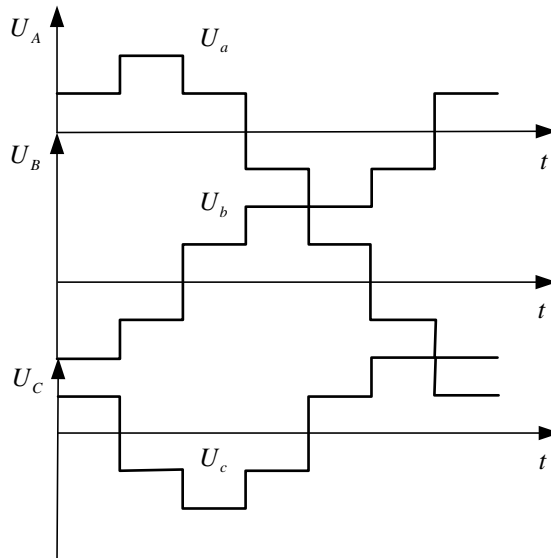


Рисунок – Часова діаграма фазних напруг АІН

Продовжуючи розгляд для подальших інтервалів отримаємо повну діаграму фазних напруг. При цьому навантаження може бути під'єднане як зіркою так і трикутником. І тоді використовується комутація  $120^\circ$ . Коли кожен ключ вимкнений на протязі двох інтервалів ( $120^\circ$ ).

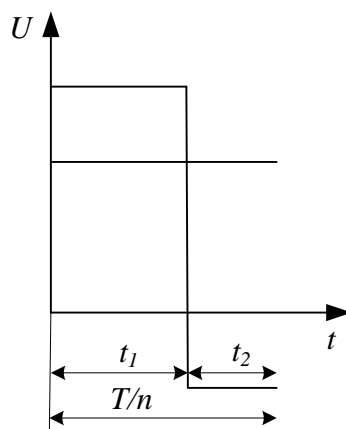
Якщо навантаження має індуктивну складову, то необхідно вмикати до схеми шунтуючі фази та ємність, які приймають участь в перерозподіленні накопиченої енергії.

Розглянутий принцип перетворення постійної напруги в змінну з використанням керованих ключів застосовують в переважній більшості перетворювач частоти. Цей принцип використовують в автономних інверторах струму, коли на всі інвертори вмикається реактивна, індуктивність якщо достатня для підтримання струму навантаження нелінійним на протязі напівперіода вихідні частоти таким чином в АІС(струму) є заданим миттєве значення струму, а напруга є залежною змінною, з розглянутого вище зрозуміло, що керовані ключі дозволяють перетворювати постійну напругу до змінної із будь-якою кількістю фаз. Зменшена питання про керованою амплітудою змінної напруги. Існує декілька методів регулювання амплітуди:

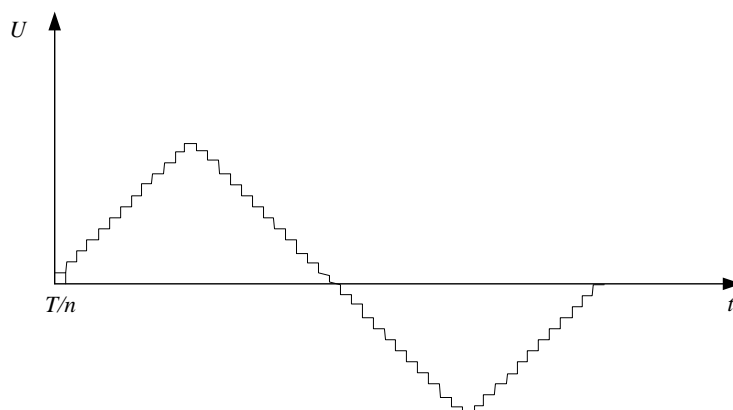
1. Є можливість звичайно використовувати, в АІС та деяких сучасних АІН для забезпечення рекуперації енергії в мережі живлення та зменшення шкідливого впливу ПЧ на мережу живлення.
2. Метод, в якому довжина імпульсів змінюється всередині кожного напівперіода.
3. Метод, що здебільшого використовується в сучасних АІН-ШІМ.

Розглянемо метод побудови АІН із ШІМ на прикладі ідеалізованої однофазної схеми з чисто активним навантаженням.

Для зміни амплітуди та форми напруги на навантаженні розіб'ємо кожний період  $T$  на  $n$ -рівних частин та будемо комутувати ключі 1,2 на кожному інтервалі додаткового на півперіоді, та ключі 3,4 на кожному інтервалі від'ємного на півперіоді.

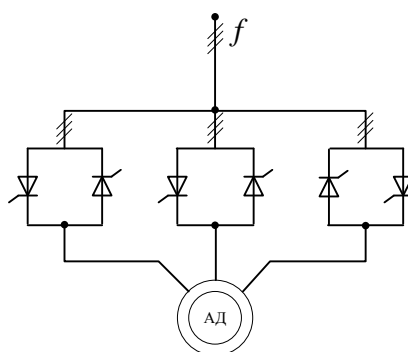


На протязі періоду  $T/n$  можна сформувати будь-які значення напруги від  $U_{\max}$  до  $-U_{\max}$  – це значення випрямленої напруги некерowanego випрямляча. Регулювання напруги виконується шляхом регулювання проміжків часу  $t_1$ ,  $t_2$  в якій відкриті тиристори 1,2 та 3,4 відповідно, в результаті можна отримати напругу будь-якої амплітуди та частоти.



В сучасних ПЧ із ШІМ є можливість для кожної вихідної частоти змінювати необхідним чином амплітуду напруги керуючи магнітним потоком двигуна та навантаженні на валу будь-яку до синусоїдальної форми струму.

На ряду з розглянутими вище ПЧ, що мали окрему ланку постійного струму і тоді використовувати ПЧ, в яких немає проміжних ланок, а трифазна система живлячої напруги безпосередньо зв'язана з навантаженням – статорним обмоткам АД через комплекс керованих випрямлячів. Такі ПЧ називаються перетворювачами частоти із безпосереднім зв'язком або циклоконверторами (див. сх.).







В задачах перевірки вибору електричного двигуна достатньо розглянути спрощену ідеалізовану теплову модель, що побудована із допущенням:

- машина уявляє собою однорідне тіло із постійною теплоємністю  $C$ .
- температура у всіх точках машини  $\theta$  однакова.
- тепловіддача у зовнішнє середовище складає  $A\tau$ , де  $A$  – постійний коефіцієнт тепловіддачі,  $\tau$  – перевищення температури машини температури зовнішнього середовища.

$$\tau = \theta - \theta_{\text{с.н.}};$$

Рівняння теплової рівноваги на проміжку часу  $dt$  має вигляд:  $\Delta P \cdot dt = A\tau \cdot dt + c \cdot d\tau$ .

Якщо поділити обидві частини рівняння на  $A dt$ , то отримаємо  $\frac{\Delta P}{A} = \tau + \frac{c}{A} \cdot \frac{d\tau}{dt}$ .

Величина  $\frac{c}{A}$  відповідає сталій часу для теплових процесів.

$\frac{\Delta P}{A}$  – стале значення температури.

Тоді рівняння може представити у вигляді  $\tau + T_T \frac{d\tau}{dt} = \tau_{\text{н.д}}$ . Отримане диференціальне рівняння перехідного процесу із одним накопичувачем енергії. Відповідно по попередніх випадків перехідні процеси визначаються за формулою  $\tau = (\tau_{\text{н.д.}} - \tau_{\text{е.н.д.}}) \cdot e^{-\frac{t}{T_T}} + \tau_{\text{н.д.}}$ .

Таким чином динамічна теплова модель технічних процесів АД має передаточну функцію  $w(p) = \frac{1/A}{T_T p + 1}$ .

Відповідно до рішення диференціального рівняння та передаточної функції перехідні процеси мають вигляд експонент.

Дійсні значення коефіцієнтів тепловіддачі  $A$  залежить від двох основних факторів:

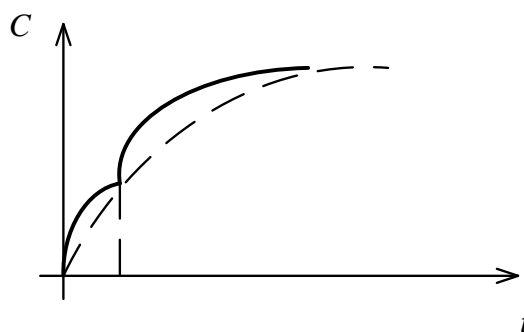
1. На початку перехідного процесу температура обмоток швидко зростає через те, що масивні частини машини не нагрілись відповідно та контакт із повітрям невеликий.
2. Коефіцієнт тепловіддачі також залежить від швидкості обертання машини. Для самовентилюваних машин із зменшенням швидкості коефіцієнт тепловіддачі зменшується.

Таким чином дійсний перехідний процес може представити як суму експонент із малими та великими сталими часу.

В результаті аналізу закономірностей нагрівання та охолодження двигунів можна виділити наступні стандартні режими роботи:

1. Тривалий режим роботи –  $S_1$ .

В тривалому режимі роботи час роботи складає  $(3 \div 5)T_T$ , при цьому тривалість паузи не має значення.



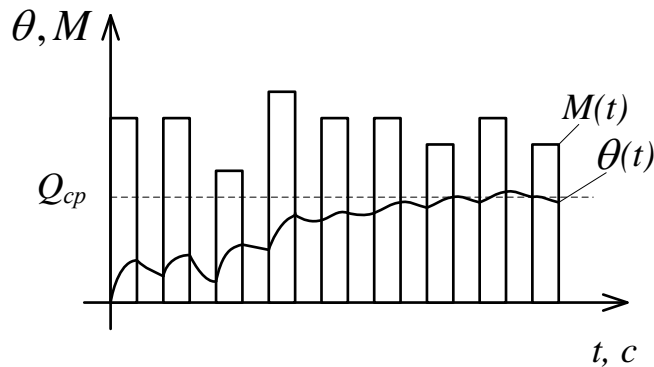
2. Короткочасний режим роботи –  $S_2$ .

Цей режим роботи, в якому тривалість роботи значно менша  $3T_T$ , а тривалість зупинки (паузи) більше  $3T_T$ .



### 3. Повторно короткочасний режим роботи – $S_3$ .

В цьому режимі роботи тривалість паузи та роботи значно менше ніж  $3T_T$ . При цьому, температура двигуна постійно змінюється, але через деякий час починає коливатись навколо деякого середнього значення.



Оскільки у порівнянні з  $T_i$  час роботи та зупинки малі, то двигун не встигає нагрітись до сталої температури при роботі та охолонути до нульового перевищення  $\theta$  за час зупинки. Проте через деякий проміжок часу температура стає квазістаціонарною (коливається навколо  $Q_{cp}$ ).

Іншим цикли базуються на перших трьох та призначенні для уточнення рахунку.

Режим  $S_4$  та  $S_5$  відповідають режиму  $S_3$  і враховують динамічні моменти при пуску та гальмуванні.

Режим  $S_6$  відповідає режиму  $S_1$ , але враховує зміну статичного моменту опору.

Режим  $S_7$  відповідає режиму  $S_1$  із урахуванням динамічних процесів та гальмування.

Режим  $S_8$  найбільш загальний режим роботи, що включає в себе складні закони зміни моментів та швидкостей.

## Перевірка двигунів за нагрівом у тривалому режимі роботи.

За відомою навантажувальною діаграмою можна побудувати графік п.п. за температурою, а відповідно повністю визначити тепловий режим двигуна. Проте в інженерній практиці використовують спрощений метод, що базується на прямій оцінці температури двигуна. Основою таких методів є метод середніх теплових втрат.

Приклад.

Нехай навантаження двигуна змінюється циклічно причому момент на протязі циклу є змінним, але двигун не зупиняється (режим роботи  $S_6 - S_7$ ). Розглянемо (далекій) цикл в якому температура стала квазістаціонарною, тобто температура на початку і кінці циклу на змінна.

Це означає, що вся теплова енергія двигуна, яка виділяється за проміжок циклу, виділяється у зовнішнє середовище:

$$\int_0^{t_{\bar{\theta}}} \Delta P \cdot dt = A \cdot \tau_{\bar{n}\bar{\theta}} \cdot t_{\bar{\theta}};$$

Де  $A$  – коефіцієнт тепловіддачі,  $\tau$  – середнє перевантаження температури.

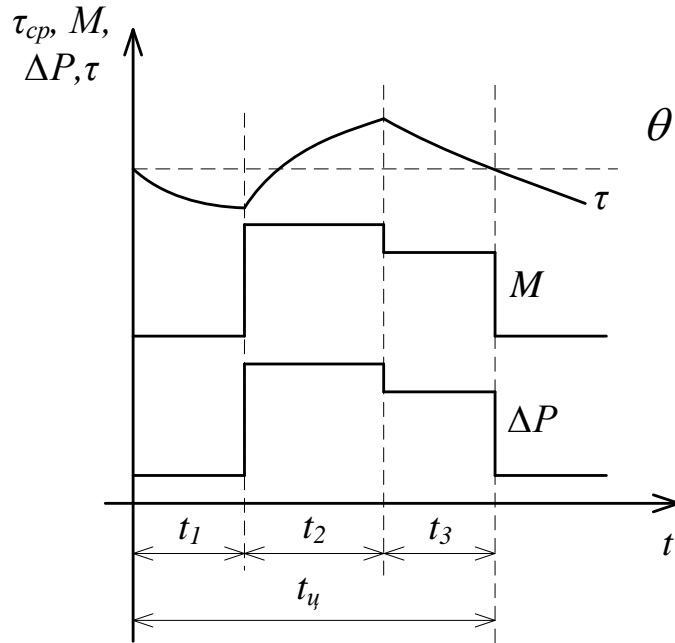
Це рівняння відображає закон збереження енергії в інтегральній формі, який можна переписати у вигляді:

$$\frac{\int_0^{t_{\theta}} \Delta P \cdot dt}{t_{\theta}} = A \cdot \tau_{\bar{n}\bar{a}\bar{\delta}}, \quad \Delta P_{\bar{n}\bar{a}\bar{\delta}} = A \cdot \tau_{\bar{n}\bar{a}\bar{\delta}}.$$

Таким чином середнє перевищення температури  $\tau_{\bar{n}\bar{a}\bar{\delta}}$  прямопропорційне середній потужності втрат, а для того, щоб температура не перевищувала номінального значення, необхідно, щоб  $\Delta P_{\bar{m}} = A \cdot \tau_{\bar{m}}$ ,  $\Delta P_{\bar{m}} = \frac{P(1-\eta)}{\eta}$ , де  $P$  – номінальна потужність двигуна,  $\eta$  – номінальний ККД двигуна.

Якщо середня потужність втрат, за цикл, не перевищує номінальну потужність втрат, тобто  $\Delta P_{\bar{n}\bar{a}\bar{\delta}} \leq \Delta P_{\bar{m}}$ , то середня температура перегріву не перевищує допустиму  $\tau_{\bar{n}\bar{a}\bar{\delta}} \leq \tau_{\bar{m}} = \tau_{\bar{a}\bar{m}}$ .

Нехай діаграма навантаження для обраного двигуна має вигляд, представлений на малюнку:



Для кожного рівня навантаження двигуна на кожній ділянці діаграми визначаємо потужність за залежністю  $\eta(P/P_i)$ .

$$P_i = M_i \cdot \omega_i;$$

Визначається ККД та втрати потужності  $\Delta P$ :

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

Визначається середня потужність втрат:

$$\Delta P_{\bar{n}\bar{a}\bar{\delta}} = \frac{\sum_{i=1}^n \Delta P_i \cdot t_i}{\sum_{i=1}^n t_i} \quad \text{— Ці втрати дорівнюють до } \Delta P_i.$$

Ці втрати дорівнюють до  $\Delta P_i$ ;

Якщо  $\Delta P_{\bar{n}\bar{a}\bar{\delta}} \leq \Delta P_i$ , то двигун обрано вірно.

Якщо  $\Delta P_{\bar{n}\bar{a}\bar{\delta}} > \Delta P_i$ , то двигун буде перегріватися.

Якщо  $\Delta P_{\bar{n}\bar{a}\bar{\delta}} \ll \Delta P_i$ , то двигун обрано нераціонально.

В останніх двох випадках необхідно обрати новий двигун. Перебудувати діаграму навантаження і знову перевірити двигун за нагрівом.

Метод середніх втрат дозволяє оцінювати середню температуру перегріву без побудови графіку  $\tau(t)$ .

Дійсна температура відрізняється від середньої, але якщо виконується умова:  $T_{\delta} \ll T_{\alpha}$ , ця різниця буде мінімальною.

Умова  $T_{\delta} \ll T_{\alpha}$  є обов'язковою при використанні методу середніх втрат.

Метод середніх втрат потребує знання кривої ККД двигуна, функції його навантаження та попереднього визначення втрат на кожній ділянці графіка, що ускладнює розрахунок.

Якщо є графік струму в функції часу при деяких умовах можна робити перевірку двигуна за нагрівом без обчислення втрат, використовуючи метод еквівалентного струму.

Втрати в двигуні можна розглядати, як суму постійних втрат, які не залежать навантаження та змінних, які визначаються навантаженням ( $I^2 R$ ).

Еквівалентним струмом називають такий незмінний струм, при якому в двигуні виділяються втрати, які дорівнюють середнім втратам при зміні графіку навантаження.

$$\Delta P_{\text{н\ddot{a}\delta}} = k + I_{\text{\ddot{a}\ddot{a}}}^2 \cdot R;$$

Середні втрати за цикл при змінному навантаженні та при тривалому режимі роботи визначаються:

$$\Delta P_{\text{н\ddot{a}\delta}} = \frac{\Delta P_1 \cdot t_1 + \Delta P_2 \cdot t_2 + \dots + \Delta P_n \cdot t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n};$$

Якщо виразити втрати на ділянці через постійну та змінну складові, та якщо замінити середні втрати на їх визначення через еквівалентний струм, то отримаємо:

$$k + I_{\text{\ddot{a}\ddot{a}}}^2 \cdot R = \frac{(k + I_{\text{\ddot{a}\ddot{a}}}^2 \cdot R) \cdot t_1 + (k + I_{\text{\ddot{a}\ddot{a}}}^2 \cdot R) \cdot t_2 + \dots + (k + I_{\text{\ddot{a}\ddot{a}}}^2 \cdot R) \cdot t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n} = \frac{\sum_{i=1}^n (k + I_{\text{\ddot{a}\ddot{a}}}^2 \cdot R) \cdot t_i}{\sum_{i=1}^n t_i};$$

$$k + I_{\text{\ddot{a}\ddot{a}}}^2 \cdot R = \frac{k \cdot \left( \sum_{i=1}^n t_i \right)}{\sum_{i=1}^n t_i} + \frac{R \cdot \left( \sum_{i=1}^n I_{\text{\ddot{a}\ddot{a}}}^2 t_i \right)}{\sum_{i=1}^n t_i};$$

Для еквівалентного струму:

$$I_{\text{\ddot{a}\ddot{a}}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n I_{\text{\ddot{a}\ddot{a}}}^2 t_i}{\sum_{i=1}^n t_i}};$$

У загальному випадку:

$$I_{\text{\ddot{a}\ddot{a}}} = \sqrt{\frac{1}{t_{\delta}} \cdot \int_0^{t_{\delta}} i^2(t) \cdot dt};$$

Визначений таким чином еквівалентний струм дорівнюють до номінального струму обраного двигуна:

$$I_{\text{\ddot{a}\ddot{a}}} \leq I_i;$$

Метод еквівалентного струму заснований на припущенні близькості середнього та максимального перегріву.

Якщо виконується умова  $T_{\delta} \ll T_{\alpha}$ , то метод достатньо точний.

Крім того метод еквівалентного струму виходить з припущення незалежності втрат в сталі та механічних втрат від навантаження. Та передбачає незмінність опорів головного ланцюга двигуна ( $R = const$ ), на всіх ділянках графіку навантаження.

Тобто, якщо  $k \neq const$  (АД працює при змінній напрузі), або  $R \neq const$  (АД з глибоким пазом), метод еквівалентного струму може привести до значної похибки.

У деяких випадках користуються графіком моменту в функції часу і якщо  $\Phi = const$ , ( $M \equiv I$ ) користуються перевіркою за еквівалентним моментом :

$$M_{\hat{a}\hat{e}\hat{a}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n M^2 t_i}{\sum_{i=1}^n t_i}} = \sqrt{\frac{1}{t_{\hat{o}}} \int_0^{t_{\hat{o}}} M^2(t) dt};$$

Умова  $M_{\hat{a}\hat{e}\hat{a}} \leq M_i$  використовується для синхронних і асинхронних машин або двигунів постійного струму незалежного збудження при  $\Phi = const$ .

Якщо є графік потужності, то використовують метод еквівалентної потужності.

$$P_{\hat{a}\hat{e}\hat{a}} \leq P_i;$$

$$P_{\hat{a}\hat{e}\hat{a}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n P^2 t_i}{\sum_{i=1}^n t_i}} = \sqrt{\frac{1}{t_{\hat{o}}} \int_0^{t_{\hat{o}}} P^2(t) dt};$$

Цей метод використовують, якщо між потужністю та струмом використовується залежність  $\Phi = const, \omega = const$ .

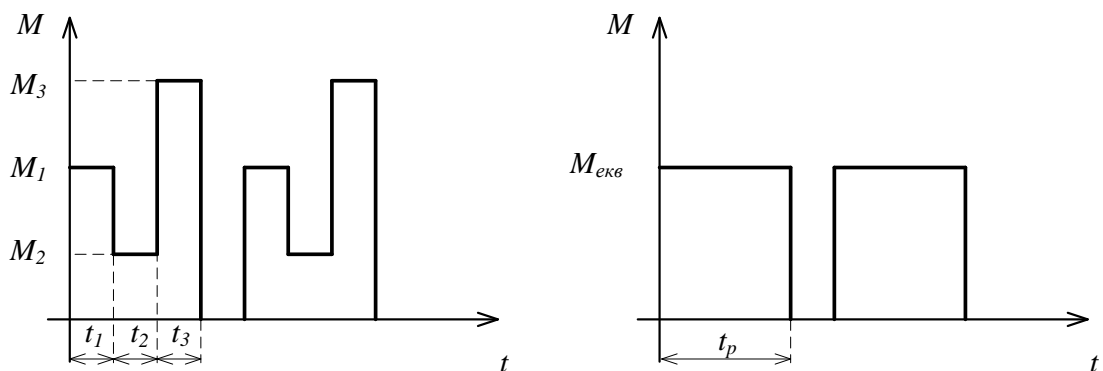
Перевірка двигунів за нагрівом у повторно короткочасному режимі.

У повторно короткочасному режимі, як визначається раніше, час циклу обмежений. Також обмежена відносна тривалість включення  $\varepsilon \leq 0,6, (T_{\hat{o}} \leq 10\hat{o}\hat{a})$ .

$$\varepsilon_{\hat{n}\hat{o}} = \{0,15 \ 0,25 \ 0,4 \ 0,6\};$$

Працювати в цьому режимі можуть, як стандартні двигуни, призначені для довгого режиму роботи, так і спеціально спроектовані двигуни для коротко повторного режиму ( $I_{0,15} \ I_{0,25} \ I_{0,4} \ I_{0,6}$ ).

Якщо діаграма навантаження має декілька ділянок, або за рахунок моменту пуску та гальмування, або зміни моменту навантаження ( $M_I, M_{\bar{A}}, M_C = var$ ) бажано привести таку діаграму до еквівалентного вигляду, користуючись одним із вказаних методів.



Наступним кроком є приведення еквівалентної діаграми навантаження до стандартного  $\varepsilon$ . Якщо використовується двигун призначений для повторно короткочасного режиму, то обирають найближче стандартне значення  $\varepsilon_{\hat{n}\hat{o}}$ , то користуються відношенням:

$$I_{\hat{a}\hat{e}\hat{a}}^2 \cdot R \frac{t_p}{t_{\hat{o}}} = I_{\hat{t} \ \varepsilon_{\hat{n}\hat{o}}}^2 \cdot R \cdot \varepsilon_{\hat{n}\hat{o}};$$

$$I_{\hat{t} \ \varepsilon_{\hat{n}\hat{o}}} = I_{\hat{a}\hat{e}\hat{a}} \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon}{\varepsilon_{\hat{n}\hat{o}}}};$$

При використанні двигуна для тривалого режиму роботи струм  $I_t = I_{\hat{a}\hat{e}\hat{a}} \sqrt{\varepsilon}$ .

У наведених оцінках не враховується погіршення тепловіддачі під час паузи. Оскільки  $i_{\hat{m}} > i_{\hat{a}\hat{e}\hat{a}}$ , а  $M_{\hat{m}} > M_{\hat{a}\hat{e}\hat{a}}$ , то час цей двигун не працює слід уважно перевірити двигун за перевантаженням та за пусковим режимом.

## Енергетика електроприводу.

Основне призначення ЕП – перетворювати електричну енергію в механічну, і навпаки, причому процес перетворення є керованим. Приймаючи до уваги, що 60–80% електричної енергії споживається електроприводом, мінімізація втрат є вкрай важливою задачею.

Будь який процес перетворення енергії супроводжується втратами  $\Delta P$ , тобто потужність на вході системи завжди більше потужності на виході.

Енергетичну ефективність процесу в будь-якій момент часу визначають за допомогою ККД.

$$\eta = \frac{P_{\dot{a}\ddot{o}}}{P_{\dot{a}\ddot{o}\ddot{o}}} = \frac{P_{\dot{a}\ddot{o}}}{P_{\dot{a}\ddot{o}} + \Delta P} = \frac{P_{\dot{a}\ddot{o}} - \Delta P}{P_{\dot{a}\ddot{o}}} = 1 - \frac{\Delta P}{P_{\dot{a}\ddot{o}}};$$

Для двигунів, редукторів важливою енергетичною характеристикою є номінальний ККДЮ що визначається, як:

$$\eta_i = \frac{P_i}{P_i + \Delta P};$$

Де  $P_i$ ,  $\Delta P$  – номінальна потужність та потужність втрат.

ККД в інших режимах в загальному випадку відрізняються від номінального ККД та відображаються залежністю:

$$\eta = F\left(\frac{f}{P_i}\right);$$

Для двигунів зручніше користуватись залежністю  $\eta = f(\omega)$ .

У випадках, коли у живильній мережі напруга та струм не співпадають, за фазою та мають синусоїдальну форму ( $\mathcal{S} = 1$ ), або не синусоїдальну форму ( $\mathcal{S} < 1$ ), використовується ще одна енергетична характеристика – коефіцієнт потужності.

$$\chi = \frac{P}{I \cdot U} \cdot \nu \cdot \cos(\varphi_1);$$

Де  $\chi$  – коефіцієнт потужності,  $\nu$  – коефіцієнт викривлень  $\nu = \frac{I_{(1)}}{I}$ ,  $I_{(1)}$  – діюче значення першої гармонійної складової сигналу струму,  $I$  – діюче значення сигналу струму,  $\varphi_1$  – кут зсуву фаз між першими гармонійними складовими напруги та струму.

При невеликих викривленнях, коефіцієнт потужності  $\chi \approx \cos \varphi$  ( $\nu \approx 1$ ).

Якщо електрична енергія передається в мережі із активним опором  $r_i$ , то при  $\cos \varphi \neq 1$  втрати у повітрі із  $\cos \varphi = 1$  зростуть у співвідношенні:

$$\frac{P_{\cos \varphi \neq 1}}{P_{\cos \varphi = 1}} = \frac{1}{\cos^2 \varphi};$$

Отримані оцінки енергетичної ефективності справедливі для процесів, які не змінюються у часі. Якщо процес є змінним, необхідно використовувати оцінки пов'язані з енергіями за проміжок часу  $t$ :

$$W = \int_0^t P(t) dt;$$

Відповідно енергія втрат визначається як:

$$\Delta W = \int_0^t \Delta P(t) dt;$$

В такому разі ККД системи визначається як:

$$\eta = \frac{W}{W + \Delta W} = \frac{\int_0^t P(t) dt}{\int_0^t P(t) dt + \int_0^t \Delta P(t) dt}.$$

**Втрати енергії в сталих режимах роботи.**

Основні складові втрат в електричних машинах – це втрати в обмотках (втрати в міді), втрати в магнітопроводі (втрати в сталі), механічні втрати (втрати на тертя, опір повітря і т.д.).

Для нерегульованого ЕП першу складову втрат відносять до змінних втрат, оскільки вона залежить від квадрату струму, який в свою чергу залежить від моменту.

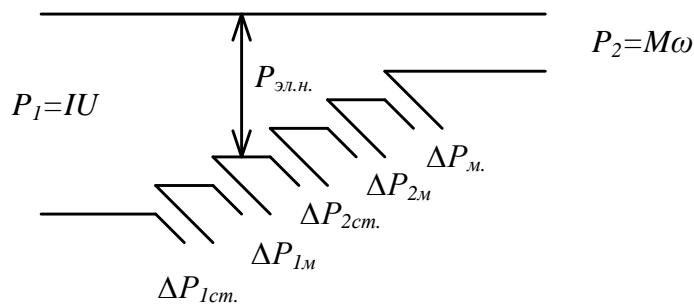
Втрати в механізмі визначаються характеристиками технологічного процесу – структурою виконавчих органів, моментом опорів і т.д. До постійних втрат звичайно відносять втрати в сталі (залежать від практично постійного за амплітудою магнітного потоку), частота поля залишається незмінною).

Таким чином потужність втрат в ЕП визначається залежністю:

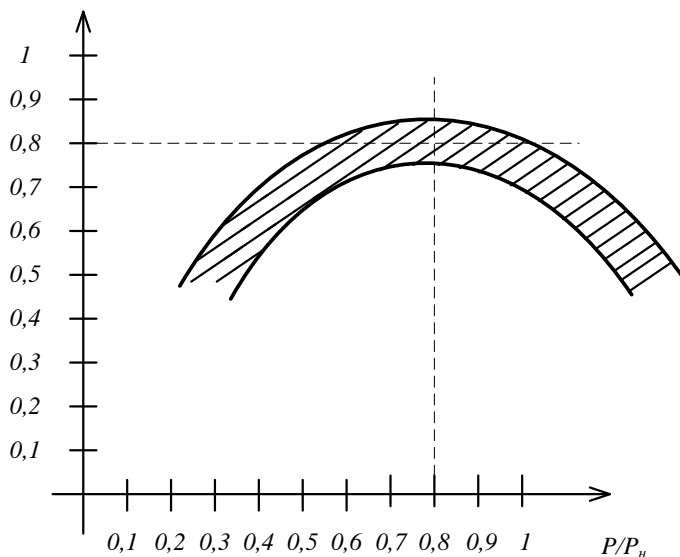
$$\Delta P = k + I^2 \cdot R;$$

Де  $k$  – величина постійних втрат,  $I, R$  – зведенні струм та опір силового ланцюга.

Діаграма втрат для передачі енергії від мережі живлення до виконавчого органу має вигляд:



Загальну про енергетичну ефективність нерегульованого електроприводу з редуктором дає узагальнену залежність для двигунів середньої потужності (15–150 кВт), та редукторна із високим ККД (більш 0,95).



Таким чином робота двигуна із значним навантаженням викликає значне зменшення ККД. Максимальний ККД має місце при  $P/P_n \approx 0,8$ , але цей режим супроводжується низьким  $\cos \varphi$ , а двигун не повністю використовує можливості активних матеріалів (сталі та міді).

Таким чином невдало обрані цикли роботи, коли двигун працює із значним перевантаженням, а після того тривалий час не працює, викликає збільшення втрат в ЕП.

### Вплив керованих тиристорних перетворювачів на живильну мережу та способи його зменшення.

Тиристорний ЕП із двигунами постійного струму є найбільш поширеним для двигунів високої потужності.



При роботі ТП викликають зменшення коефіцієнта потужності, створення синусоїдальної форми напруги, струму та циркуляції струмів і напруг вищих гармонійних складових.

Зменшення коефіцієнта потужності викликає додаткові втрати в мережі живлення та вимагає збільшення її пропускної здатності.

Поява додаткових гармонік збільшує втрати в мережі та негативно впливає на користувачів – викликає підвищений нагрів двигунів, появу вібрацій, шум і т.п.

Несинусоїдальність напруг та струмів також викликає додаткові похибки у вимірювальних приладах, знижує ККД пристроїв, погіршується електромагнітна сумісність користувачів.

Масове використання потужних приводів також викликає проблеми із резонансними явищами, в конденсаторних батареях призначених для збільшення  $\cos \varphi$ .

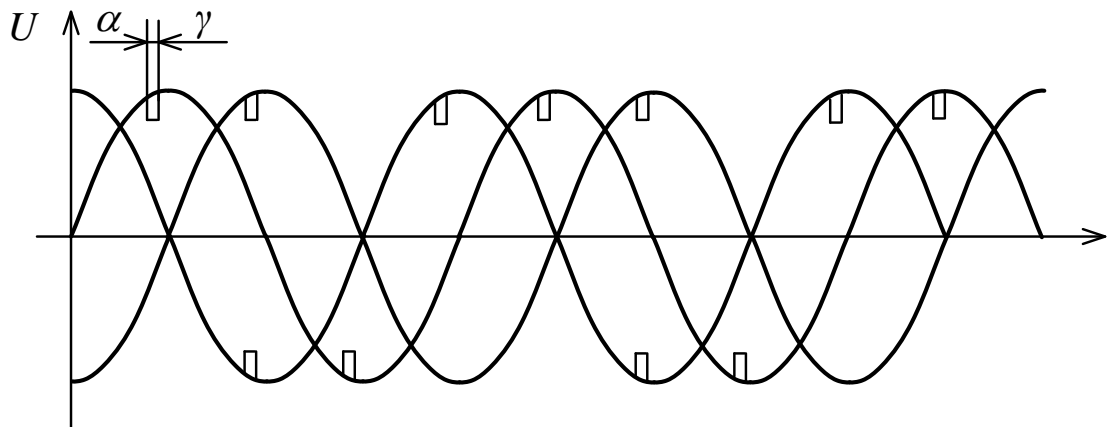
При регулюванні швидкості ДПС, збільшення куту відкривання  $\alpha$  (зменшення напруги на ДПС), викликає зменшення коефіцієнта потужності системи. В наслідок збільшення зсуву фаз перших гармонік напруги та струму з одного боку та збільшення коефіцієнта спотворення  $k_\epsilon$ , збільшення діапазону регулювання призводить до пропорційного збільшення коефіцієнта потужності  $\cos \varphi$ .

$$\cos \varphi \approx k_\epsilon \cdot \cos \alpha = k_\epsilon \cdot \frac{U_d}{U_{d \max}} = k_\epsilon \cdot \frac{\omega_{0\phi\delta\delta\delta\delta\delta\delta}}{\omega_{0i\delta\delta\delta\delta\delta\delta}};$$

Де  $k_\epsilon$  – коефіцієнт викривлень,  $\omega_{0\phi\delta\delta\delta\delta\delta\delta}$  – швидкість ідеального холостого ходу для ДПС на штучній механічній характеристиці при напрузі живлення  $U_d$  (для даного),  $\omega_{0i\delta\delta\delta\delta\delta\delta}$  – швидкість ідеального холостого ходу на природній м.х. при напрузі живлення  $U_{d \max}$ , при куті керування  $\alpha = 0$ .

Таким чином, повна потужність, що споживається із мережі при постійному моменті, залишається незмінною, а зменшується лише активна складова (струм якоря пропорційний моменту).

Спотворення форми мережі живлення також викликає наявність кутів комутації  $\gamma$ , протягом яких відбуваються короткочасні короткі замикання, що викликають перепади напруги у мережі живлення.



Оскільки споживання ЕП із ТП реактивної енергії є процесом нестационарним у часі, то необхідно застосувати спеціальні заходи компенсації.

Відомими способами поліпшення коефіцієнтів потужності ТП є:

1. Застосування перетворювачів із великим числом фаз викривлення.
2. Застосування почергової роботи перетворювачів.
3. Застосування несиметричного керування тиристорними перетворювачами.
4. Застосування спеціальних перетворювачів із штучною комутацією вентилів.

В системах ЕП великої потужності застосовується послідовне або паралельне з'єднання декількох перетворювачів (основною схемою є трифазна мостова).

При послідовному з'єднанні мостів одним із них живиться від трансформатору за схемою Y – Δ, при цьому гармоніки 5, 7, 17, 9 опиняються у протифазі і компенсуються.

Зниження реактивної потужності досягається також почерговим або несиметричним керуванням. При почерговому керуванні послідовно з'єднаних перетворювачів, кожний із них забезпечує на виході напругу від 0 до  $0,5U_{d \max}$ , а керування перетворювачами здійснюється таким чином, що переважають граничні кути керування, із малим споживанням реактивної потужності.