

**МІНІСТЕРСТВО ВНУТРІШНІХ СПРАВ УКРАЇНИ
ХАРКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ВНУТРІШНІХ СПРАВ
КРЕМЕНЧУЦЬКИЙ ЛЬОТНИЙ КОЛЕДЖ**

Циклова комісія авіаційного і радіоелектронного обладнання

ТЕКСТ ЛЕКЦІЇ

з навчальної дисципліни
«Основи теорії електроприводу»
обов'язкових компонент
освітньо-професійної програми першого(бакалаврського) рівня вищої освіти

Електромеханіка

за темою - Електропривод на основі асинхронного двигуна

Харків 2022

ЗАТВЕРДЖЕНО

Науково-методичною радою
Харківського національного
університету внутрішніх справ
Протокол від 30.01.2023 № 1

СХВАЛЕНО

Методичною радою Кременчуцького
льотного коледжу
Протокол від 19.12.2022 № 5

ПОГОДЖЕНО

Секцією Науково-методичної ради
ХНУВС з технічних дисциплін
Протокол від 27.01.2023 № 1

Розглянуто на засіданні циклової комісії авіаційного і радіоелектронного обладнання, протокол від 10.12.2022 № 8.

Розробник: к.т.н., спеціаліст вищої категорії, викладач-методист циклової комісії авіаційного і радіоелектронного обладнання Волканін Є.Є.

Рецензенти:

1. Інженер з технічного обслуговування, ремонту та діагностики авіаційної техніки ТОВ «ЕЙР ТАУРУС» Калінін О.В.
2. Професор циклової комісії авіаційного і радіоелектронного обладнання, к.т.н., спеціаліст вищої категорії Гаврилюк Ю.М.

План лекції:

1. Механічні характеристики асинхронного двигуна з фазним ротором.
2. Побудова механічної характеристики асинхронного двигуна.
3. Способи пуску асинхронних двигунів.
4. Види гальмування асинхронних двигунів. Генераторне (рекупераційне) гальмування.
5. Гальмування противмиканням.
6. Динамічне гальмування.
7. Регулювання координат асинхронного двигуна за допомогою додаткових резисторів в колі статора.
8. Регулювання швидкості асинхронного двигуна зміною числа пар полюсів.
9. Імпульсний спосіб регулювання швидкості.
10. Регулювання координат електроприводу в системі "тиристорний перетворювач напруги-двигун".
11. Регулювання швидкості електричного приводу в системі "Перетворювач частоти-двигун".
12. Закон взаємного регулювання частоти та напруги.
13. Статичні (напівпровідникові) перетворювачі частоти.
14. Трифазний тиристорний перетворювач частоти з безпосереднім зв'язком живлячої мережі і навантаження.
15. Перетворювач частоти з ланкою сталого струму.

Рекомендована література:

Основна література:

1. Основи електроприводу: Підручник / Ю.М. Лавріненко, О.Ю. Синявський, В.В. Савченко; за ред. Ю.М. Лавріненка. – К.: 2010.
2. А.А. Видмиш, Л.В. Ярошенко. Основи електропривода. Теорія та практика. Частина 1. / Навчальний посібник. – Вінниця: ВНАУ, 2020. – 387 с.
3. Конспект лекцій з дисципліни “Основи електропривода” освітньо-професійної програми підготовки бакалаврів спеціальності 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка». / Садовой О.В.– Дніпро: Національний технічний університет «Дніпровська політехніка», 2021. – 158 с.

Допоміжна література:

1. Павленко Т. П. Автоматизований електропривод загальнопромислових механізмів. Конспект лекцій (для студентів усіх форм навчання за спеціальністю 141 – Електроенергетика, електротехніка, електромеханіка) / Т.П. Павленко, О.В. Донець, О.М. Петренко ; Харків. нац. ун-т міськ. госп-ва ім. О.М. Бекетова. – Харків : ХНУМГ ім. О. М. Бекетова, 2018. – 132 с.
2. Колб А.А. Основи електроприводу. Методичні рекомендації до практичних занять для бакалаврів спеціальності 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка / А.А. Колб, Г.Г. Дяченко ; Нац. техн. ун-т. «Дніпровська політехніка». – Д. : НТУ «ДП», 2021. – 83 с.
3. Колб А.А. Основи електроприводу. Методичні рекомендації до виконання лабораторних робіт для бакалаврів спеціальності 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка / А.А. Колб, Г.Г. Дяченко; Нац. техн. ун-т. «Дніпровська політехніка». – Д. : НТУ «ДП», 2021. – 50 с.

Інформаційні ресурси в Інтернеті

1. <https://uk.wikipedia.org/wiki/Електропривод>
2. https://stud.com.ua/84180/tehnika/klasifikatsiya_elektroprivodiv
3. http://www.dgma.donetsk.ua/metod/esa/teoriya_elektroprivoda/konspekt_lekciy.pdf

Текст лекції

1. Механічні характеристики асинхронного двигуна з фазним ротором.

Електричну схему електропривода з асинхронним двигуном з фазним ротором зображено на рис.

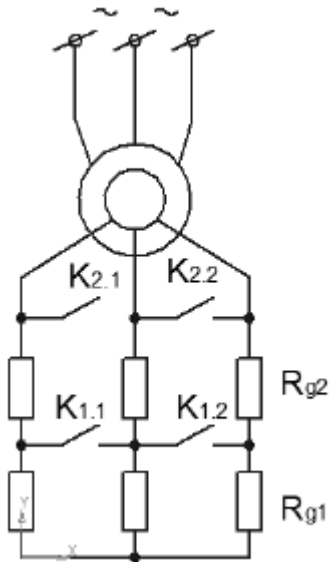
Потужність статора: $P_1 = M \cdot \omega_1$,

де ω_1 – кутова швидкість поля статора, рад/с: $\omega_1 = \frac{2\pi \cdot f_1}{p}$, (f_1 – частота мережі, p – кількість пар полюсів статора).

Потужність ротора: $P_2 = M_M \cdot \omega_2$,

де ω_2 – швидкість ротора, рад/с; оскільки ротор відстає від поля статора $\omega_2 \neq \omega_1$, то це відставання можна охарактеризувати ковзанням S :

$$S = \frac{\omega_1 - \omega_2}{\omega_1}.$$



Втрати потужності в роторі в усталеному режимі:

$$\Delta P_2 = P_1 - P_2 = M (\omega_1 - \omega_2) \frac{\omega_1}{\omega_1} = M \omega_1 S = P_1 S. \quad (3.1)$$

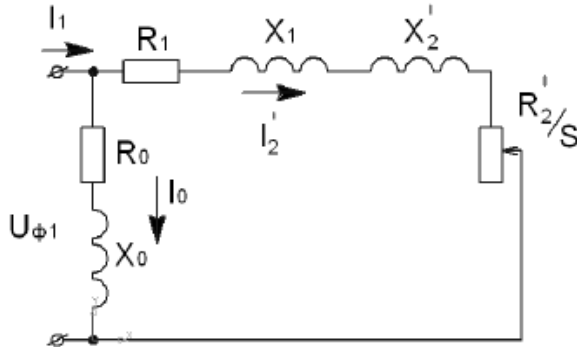
Видно, що чим більше S , тим більші втрати потужності в роторі ΔP_2 .

Асинхронний двигун змінного струму можна розглядати як трансформатор, у якому первинною є обмотка статора, а вторинною – ротора. При обертовому роторі його параметри залежить від ω_2 і ковзання S : $x_{2s} = x_2 S$, $E_{2s} = E_2 S$ (де x_2 й E_2 – відповідно індуктивний опір й ЕРС

нерухомого ротора), а також струм в обмотці ротора

$$I_2 = \frac{E_2 S}{\sqrt{(R_2)^2 + (X_2 S)^2}} = \frac{E_2}{\sqrt{\left(\frac{R_2}{S}\right)^2 + (X_2)^2}}.$$

Після зведення параметрів роторного кола до статора, отримаємо еквівалентну схему заміщення фази:



Рівняння механічні характеристики $M(S)$ асинхронного двигуна отримаємо з виразу втрат:

$$\Delta P_2 = 3(I_2')^2 R_2' = M S \omega_1,$$

$$M = \frac{3(I_2')^2 R_2'}{\omega_1 S},$$

З рис. 3.2 струм I_2' :

$$I_2' = \frac{U_{\phi 1}}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R_2'}{S}\right)^2 + (X_1 + X_2')^2}},$$

$$M = \frac{3(U_{\phi 1})^2 R_2'}{\omega_1 S \cdot \left(R_1 + \frac{R_2'}{S}\right)^2 + (X_1 + X_2')^2}. \quad (3.2)$$

Отже, момент двигуна M прямопропорційний $U_{\phi 1}^2$, кількості фаз m ($m=3$); кількості пар полюсів p ; і обернено пропорційний частоті мережі $f l$.

Визначимо максимум кривої $M(S)$, прирівнявши похідну $\frac{dM}{dS} = 0$; відповідно критичне ковзання S_{KP} , за якого двигун має максимальний момент M_{MAX} :

$$S_{KP} = \frac{R_2'}{\sqrt{(R_1)^2 + (X_1 + X_2')^2}}. \quad (3.3)$$

Отже, критичне ковзання S_{KP} прямопропорційне опорі ротора R_2' . Підставимо S_{KP} в $M(S)$ і визначимо $M_{KP} = M_{MAX}$:

$$M_{KP} = \frac{3U_{\Phi}}{2\omega_1[R_1 + \sqrt{(R_1)^2 + (X_1 + X_1')^2}]} \cdot \quad (3.4)$$

Видно, що M_{KP} не залежить від R_2' .

У паспорті двигуна вказується його перевантажувальна здатність:

$$\frac{M_{KP}}{M_H} = \lambda,$$

де λ – коефіцієнт перевантаження (зазвичай $\lambda=1,7 - 3$).

Розділивши M (3.2) на M_{KP} (3.4), отримаємо формулу Клосса:

$$M = \frac{2M_{KP}(1 + \alpha S_{KP})}{\frac{S}{S_{KP}} + \frac{S_{KP}}{S} + 2\alpha S_{KP}}, \quad (3.5)$$

$$\alpha = \frac{R_1}{R_2'} = \frac{R_1}{R_2 k^2};$$

де за достатньо великих коефіцієнтів трансформації k можна

прийняти, що α приблизно рівне 0.

Тоді формула Клосса спроститься:

$$M = \frac{2M_{KP}}{\frac{S}{S_{KP}} + \frac{S_{KP}}{S}}. \quad (3.6)$$

2. Побудова механічної характеристики асинхронного двигуна.

Задаючись поточними значеннями S у межах від 0 до 1, обчислюють відповідні значення моменту M .

Кутову швидкість електродвигуна при ковзанні S визначають за формулою, рад/с:

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

Побудова природної механічної характеристики асинхронного двигуна за паспортними даними: U_H ; P_H ; n_H ; λ .

1. Координати номінального режиму:

$$M_H = \frac{P_H}{\omega_H}, \quad \omega_H = \frac{2\pi n_H}{60}, \quad S_H = \frac{n_0 - n_H}{n_0}$$

$$(зазвичай \quad S_H = 0,015 \div 0,05);$$

$$M_0=0; \quad n_0 = \frac{f_1}{p}.$$

2. Координати режиму неробочого ходу:

За частоти мережі $f_1=50$ Гц, отримаємо співвідношення:

P	1	2	3	4	5
n_0 , об/хв.	3000	1500	1000	750	600

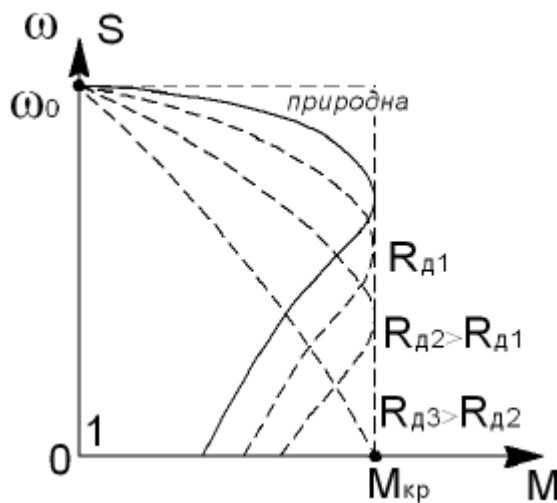
3. Критичне ковзання S_{KP} та максимальний момент M_{MAX} :

$$S_{KP} = S_H (\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1}) \geq 0,1 \dots 0,2; \quad M_{KP} = \lambda M_H.$$

4. Інші точки природної механічної характеристики $M(S)$ асинхронного двигуна отримаємо за формулою Клосса (3.6) і заносимо до таблиці (для робочої ділянки характеристики на інтервалі ковзань $0 < S < S_{KP}$ необхідно обрати не менше 5...7 точок):

S	$S < 0$	0	0,1	S_H	...	S_{KP}	1	$S > 1$
ω	Режим генератора, що працює паралельно із мережею	ω_0	ω_I	ω_H	...	ω_{KP}	0	Режим гальмування протivismканням
M		0	M_I	M_H	...	M_{KP}	M_P	

5. Побудова штучних механічних характеристик за різних $R'_2 + R_d$ здійснюють аналогічно. Внаслідок того, що критичне ковзання S_{KP} прямопропорційне опору ротора R'_2 , а $M_{KP} = \text{const}$ і не залежить від $R'_2 + R_d$, то максимуми $M(S)$ при збільшенні R_d лежать на спільній вертикалі й переміщуються у бік більших ковзань S (рис. – штучні характеристики показано пунктиром).



Робочий режим електроприводу вважають у межах характеристики від 0 до $0,85M_{KP}$.

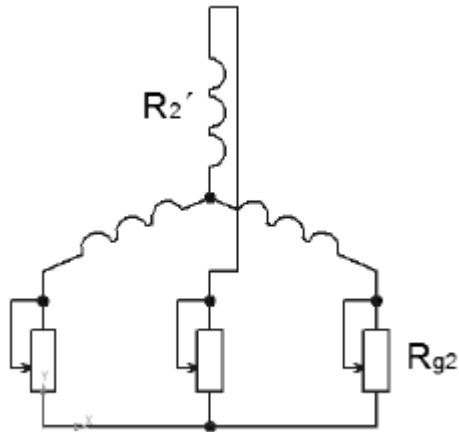
3. Способи пуску асинхронних двигунів.

1. Прямий пуск двигунів потужністю $P < 20$ кВт. При пуску більш потужних двигунів напругу знижують для зменшення пускового струму.

2. Перемикання обмоток статора із "зірки" на "трикутник" (напруга зменшується в $\sqrt{3}$ разів).

3. Введення додаткових опорів у коло статора (частіше індукційних X_p).

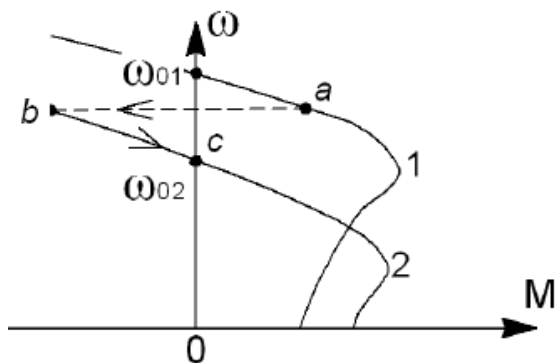
4. Реостатний пуск асинхронних двигунів з фазним ротором (рис.).



4. Види гальмування асинхронних двигунів. Генераторне (рекупераційне) гальмування.

Генераторне (рекупераційне) гальмування реалізують за рахунок зовнішніх сил, коли швидкість ротора ω перевищить синхронну швидкість ω_0 — тому механічна характеристика в режимі гальмування є продовженням характеристики у 2-й квадрант (де $\omega > \omega_0$ на рис.).

Для зменшення швидкості $\omega_0 = 2\pi \cdot f_1 / p$ при рекуперативному гальмуванні знижують частоту мережі f_1 або збільшують число пар полюсів p і двигун переходить з природної характеристики 1 на штучну 2 з меншою ω_{02}



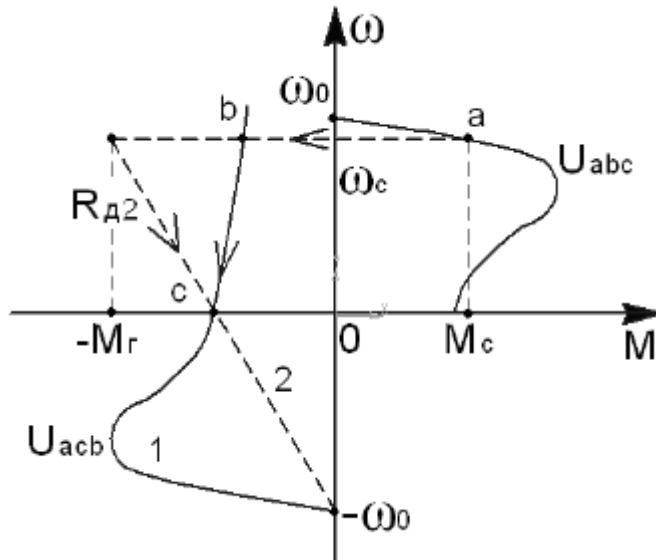
Для двошвидкісних асинхронних двигунів гальмування відбувається з переходом з вищої характеристики 1 на нижчу 2: точки $a \rightarrow b$. Ділянка $b \rightarrow c$ відповідає гальмуванню з рекуперацією енергії в мережу.

Гальмування з рекуперацією енергії в мережу є найекономічнішим способом, бо кінетична енергія W_K обертальних мас перетворюється в електричну енергію, яку передають до мережі. Тому застосовують рекуперативне гальмування в електроприводах транспортних і підйомних механізмів (наприклад, при опусканні вантажу).

Недоліком рекуперативного способу гальмування є неможливість загальмувати двигун до повної зупинки ($\omega=0$).

5. Гальмування противмиканням.

Гальмування **противмиканням** здійснюють зміною чергування будь-яких двох із трьох фаз живлячої статор напруги (наприклад, $U_{ABC} \rightarrow U_{ACB}$). Магнітне поле статора змінює напрям обертання, а ротор продовжує обертатись в попередньому напрямі і перетинає поле статора – виникає гальмівний електромагнітний момент: ділянка $a \rightarrow b \rightarrow c$ на рис.; ділянка $b-c$ відповідає гальмуванню противмиканням.



У точці "с" двигун відмикають від мережі, бо інакше він розганятиметься в протилежному напрямі.

Характеристику 1 ($R_{Д2}=0$) використовують для малопотужних двигунів ($P < 2,5$ кВт). Для більш потужних двигунів струм гальмування $I_{гал}$ обмежують шляхом вмикання до кола ротора додаткового опору $R_{Д2}$. На характеристиці 2 гальмівний момент більший, ніж на 1-й, а отже, гальмування відбувається більш інтенсивно (за менший час t).

Повний опір кола ротора:

$$R_2 + R_{Д2} = R_2 \cdot \frac{S_{шт}}{S_{II}}.$$

Звідси опір противмикання $R_{ПР} = R_{Д2}$: $R_{ПР} = R_2 \cdot \frac{S_{шт}}{S_{II}} - R_2.$

де $S_{шт} = S_{шпoch}$ – ковзання у початковий момент гальмування,

$$S_{ш.п} = \frac{\omega_0 - (-\omega_c)}{\omega_n} = 2 - S_c$$

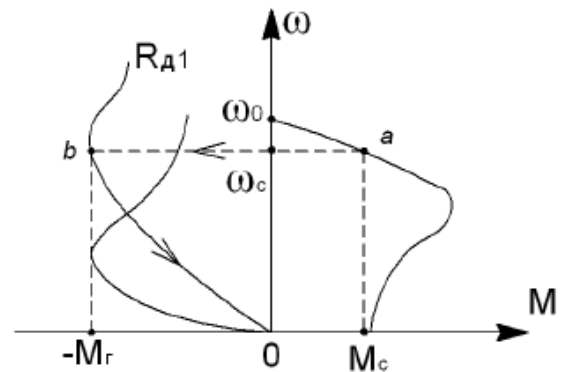
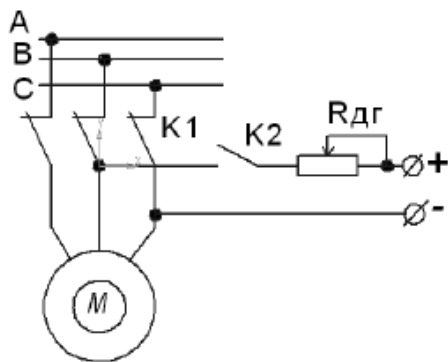
S_c – ковзання для режиму, який передуює гальмуванню (M_c' - момент на останній перед зупинкою ділянці заданого графіка статичних навантажень, зведених до валу електродвигуна);

S_{II} – ковзання, яке визначають за природною механічною характеристикою для $M_1 = 0.85 M_k$.

6. Динамічне гальмування.

Динамічне гальмування здійснюється відмиканням статора від мережі і підключенням до джерела сталого струму (рис.). Гальмування відбувається внаслідок того, що поле статора стає нерухомим, а в ньому за інерцією продовжує обертатися ротор. За законом Ленца, виникаюча в роторі ЕРС утворює магнітне поле, яке при зічленні з магнітним полем статора дає гальмівний момент.

Штучні характеристики отримуємо зміною R_D в колі ротора. Характеристики проходять через "0" (рис.), тому що за $\omega = 0$ $M_T = 0$.



Для динамічного гальмування зазвичай використовують опір пускового резистора, при цьому бажано, аби $R_{ЯК} \approx 0,2 R_{2H}$.

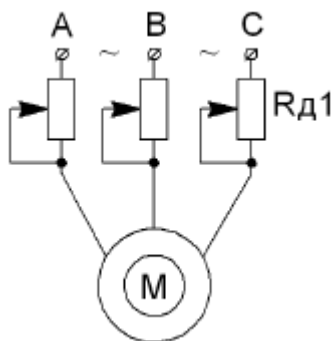
Додатковий опір в роторному колі АД за динамічного гальмування можна визначити за допомогою метода пропорцій з формули, O_M :

$$R_{др} = R_2 \left[\frac{1 - S_c}{S_n} - 1 \right]. \quad (3.15)$$

Штучна характеристика динамічного гальмування показана на рис. прямою $b-0$.

7. Регулювання координат асинхронного двигуна за допомогою додаткових резисторів в колі статора.

Регулювання координат асинхронного двигуна за допомогою додаткових резисторів $R_{Д1}$ у колі статора переважно застосовують для двигунів з короткозамкненим ротором (рис.).



З аналізу механічних характеристик випливає, що:

1. Швидкість ідеального неробочого ходу ω_0 не залежить від опору фази статора R_l , тому всі штучні характеристики розпочинаються в одній точці з $\omega_0 = 2\pi \cdot f_1/p$.

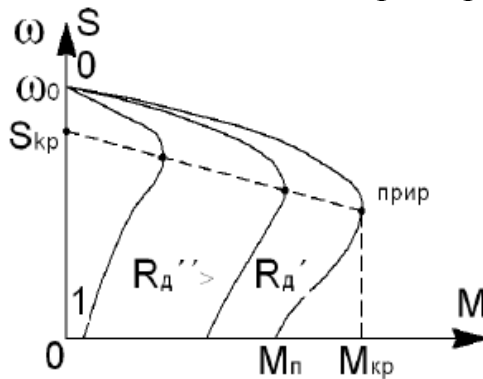
2. Критичний момент M_{KP} та критичне ковзання S_{KP} зменшуються під час зростання $R_{ДІ}$, причому M_{KP} зменшуються швидше:

$$M_{KP} = \frac{3U_{\Phi}^2}{2\omega_0 \left[R_1 + \sqrt{(R_1)^2 + (X_1 + X_2')^2} \right]}, \quad S_{KP} = \frac{R_2'}{\sqrt{(R_1)^2 + (X_1 + X_2')^2}}.$$

3. Пусковий момент при $S = 1$ також зменшується при зростанні R_l :

$$M_{II} = \frac{3U_{\Phi 1}^2 R_2'}{\omega_0 S \left[R_1 + \frac{R_2'}{S} + \sqrt{\left(X_1 + X_2' \right)^2} \right]}.$$

Відповідно механічні характеристики для $R_l + R_{ДІ} = \text{var}$ мають вигляд:



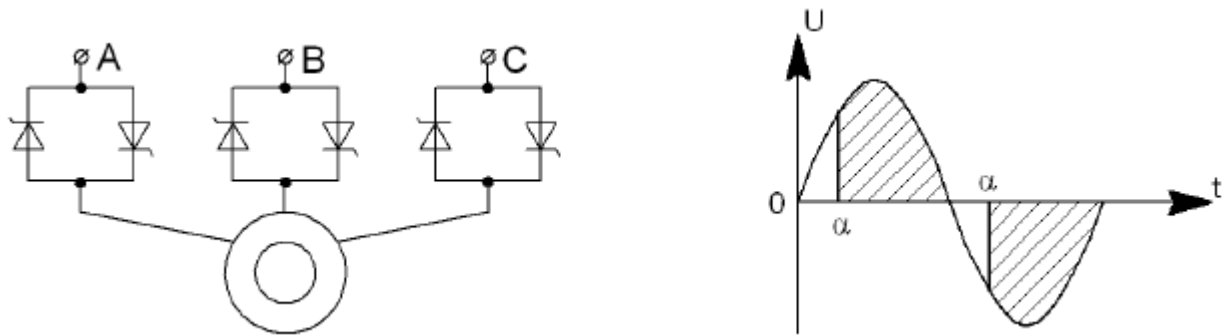
Спосіб регулювання координат асинхронного двигуна за допомогою додаткових резисторів $R_{ДІ}$ у колі статора забезпечує завузький діапазон регулювання швидкості $D = 1-1,2$.

Зростання $(R_l + R_{ДІ})$ знижує перевантажувальну здатність λ .

Тому спосіб застосовують для обмеження струму та моменту асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором під час пуску, реверсу, гальмування.

Наприклад, в електроприводах двошвидкісних ліфтів при переході з швидкості ω_{\max} на ω_{\min} , у коло обмотки статора вводять $R_{ДІ}$ задля обмеження струму.

Замість $R_{ДІ}$ можна використати тиристори (рис.) і здійснювати регулювання швидкості зміною живлячої напруги U за допомогою тиристорного регулятора. Кут α відкриття тиристорів (рис.) регулює система імпульсного фазного керування (СІФК), яка може змінювати α у межах $\alpha = 0^\circ - 180^\circ$. Чим більший кут α , тим менша напруга, що живить двигун: наприклад, за $\alpha = 0^\circ$ тиристори повністю відкриті, відповідно живляча напруга є максимальною U_{\max} , натомість, за $\alpha = 180^\circ$ тиристори повністю закриті і напруга $U = 0$.



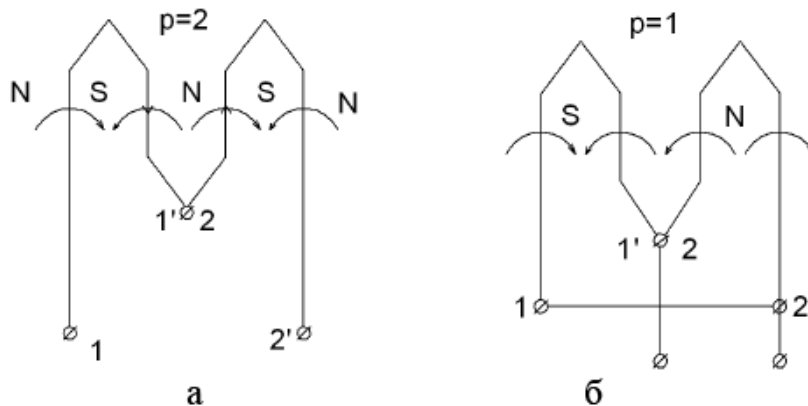
Система регулювання швидкості зміною живлячої напруги U є економічною – втрати в тиристорах не перевищують 10 Вт.

8. Регулювання швидкості асинхронного двигуна зміною числа пар полюсів.

Внаслідок того, що число пар полюсів є цілим числом $p = 1, 2, 3, \dots$, регулювання швидкості здійснюють ступінчасто. Змінення числа полюсів відбувається шляхом перемикачів в обмотці статора, при цьому p короткозамкненого ротора змінюється автоматично.

Розглянемо 1-й спосіб змінення p : зміною схеми з'єднань статорної обмотки, спеціально розділеної на кілька рівних частин.

Приклад: однієї фази статорної обмотки, розділеної на дві частини, що мають по два провідники (рис.).



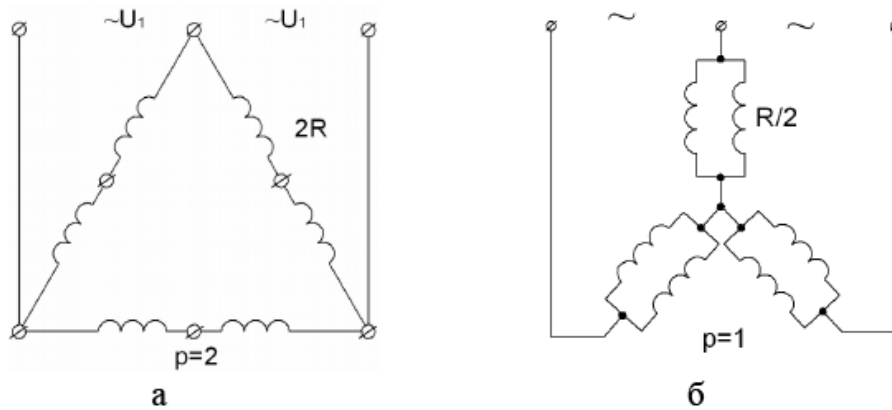
1. Якщо секції з'єднані послідовно, то під час протікання струму від клем «1» до клем «2'», згідно закону Біо-Савара-Лапласа, навколо провідників створюється магнітне поле з чотирма полюсами, тобто $p = 2$ (рис. а).

2. При паралельному з'єднанні секцій статорна обмотка створює магнітне поле з двома полюсами, тобто $p = 1$, це призводить до збільшення швидкості удвічі (рис. б).

На практиці застосовують дві схеми перемикачів статорної обмотки асинхронних двигунів:

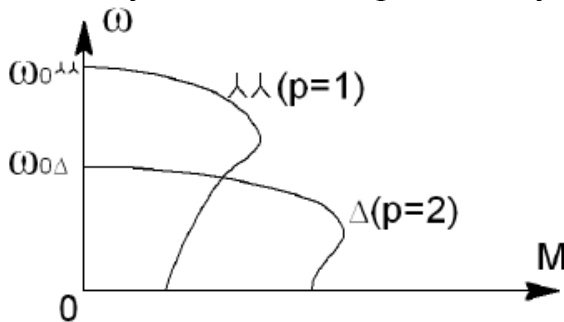
- а) – з "трикутника" на "подвійну зірку";
- б) – із "зірки" на "подвійну зірку".

а) *Трикутник – подвійна зірка* (рис.).

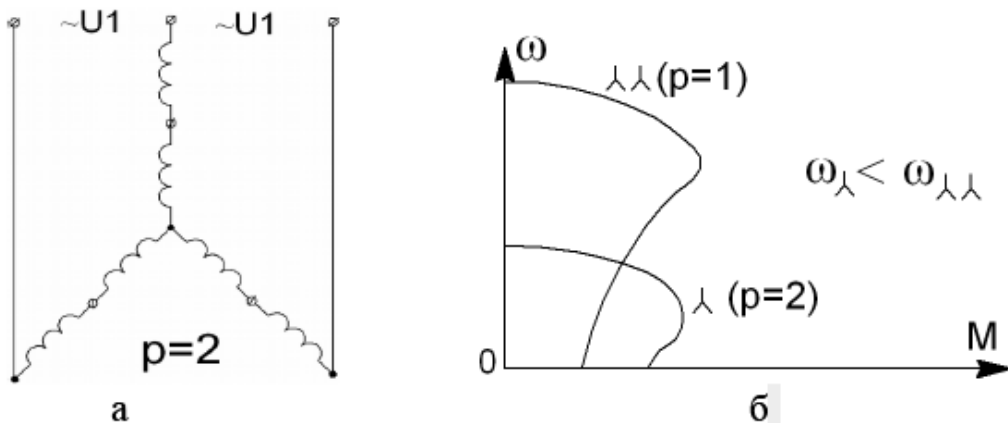


Більша кількість пар полюсів $p=2$ відповідає узгодженому з'єднанню секцій кожної фази статора в трикутник (рис. а). Переключення по схемі подвійної зірки (рис. б) призведе до зменшення p удвічі і такого ж збільшення швидкості.

При цьому потужність P двигуна залишається практично незмінною, а момент на валу зменшиться приблизно у 2 рази (рис.).



б) Зірка (рис. а) – подвійна зірка (рис. б) .



Відповідні механічні характеристики зображено на рис.б. Зміна швидкості відбувається при сталому моменті $M_C = const$, оскільки зі збільшенням швидкості ω зростає потужність P .

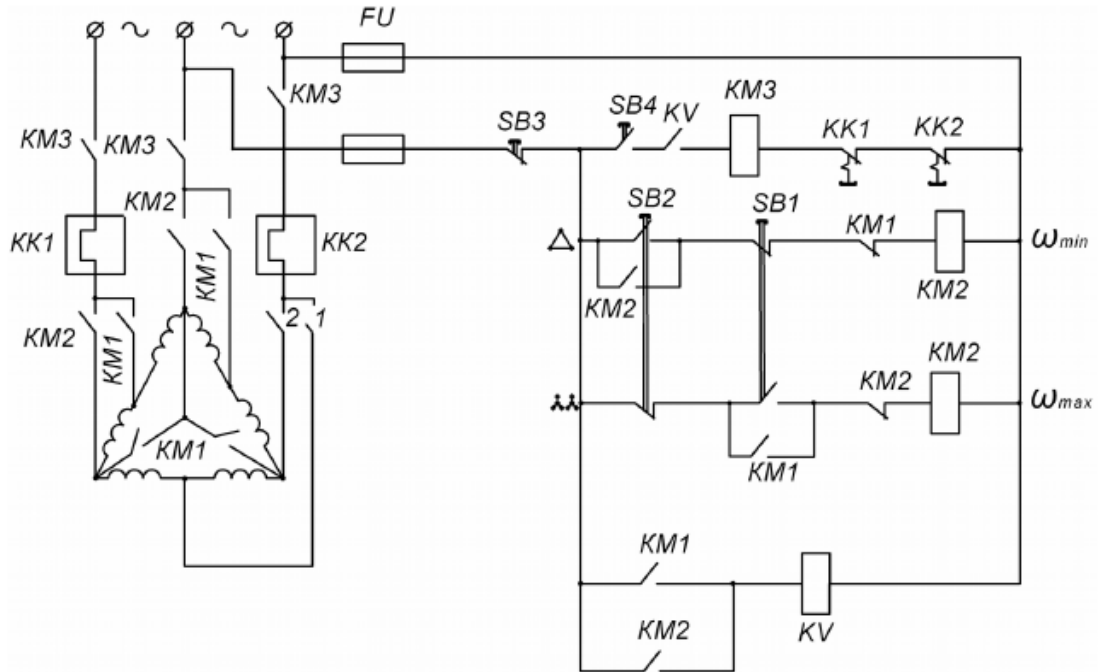
Регулювання швидкості асинхронного двигуна зміною числа пар полюсів є економічним, оскільки відсутні втрати ΔP в роторному колі.

2-й спосіб регулювання: спорядження двигуна кількома статорними обмотками з різним числом p .

Розглянемо роботу **схеми керування** двошвидкісним асинхронним двигуном (перемиканням статорної обмотки з "трикутника" на "подвійну зірку").

Схема керування забезпечує дві швидкості шляхом з'єднання обмотки статора в "трикутник" або "подвійну зірку". Схема містить контактори великої $KM1$ і малої $KM2$ швидкості, блокувальне реле KV і кнопки керування $SB3, 4, 2, 1$.

Захист електроприводу здійснюють теплові реле $KK1, KK2$ і запобіжники FU .



Для пуску двигуна на малу швидкість натискають $SB2$ – спрацьовує контактор $KM2$ й реле KV . Статор включається за схемою "трикутник", а реле KV замикає свій контакт в колі апарату $KM3$ (готуючи двигун до підключення до мережі). Включення $SB4$ призводить до підмикання асинхронного двигуна до мережі змінної напруги ($KM3$ замикає свої контакти).

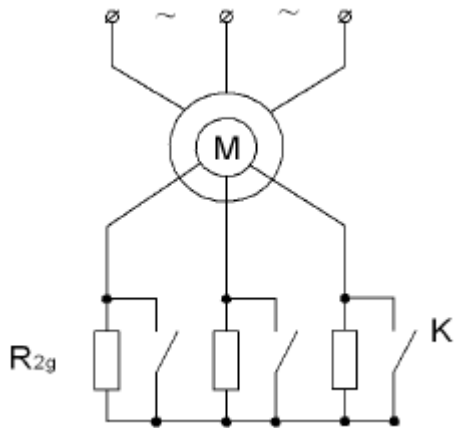
Після розгону до ω_{min} можна натискати кнопку $SB1$ – відключається контактор $KM2$, а підключається $KM1$; обмотка статора перемикається за схемою "подвійна зірка" і швидкість ω зростає.

Зупинку двигуна здійснюють кнопкою $SB3$.

Застосування двокільних кнопок забезпечує блокування від одночасного спрацювання контакторів $KM1$ і $KM2$. Цій меті слугують і розмикаючі блокувальні контакти $KM1, KM2$ в колі котушок контакторів.

9. Імпульсний спосіб регулювання швидкості.

Імпульсний спосіб регулювання швидкості полягає у періодичній зміні параметрів живлячої мережі (наприклад, напруги U), або кін асинхронного двигуна (введення опорів до кола статора чи ротора (рис.)).



Додатковий $R_{2д}$ в колі ротора можна закорочувати ключем K . Тоді при замкненому K двигун має природну характеристику 1, а при розімкненому – штучну 2 (рис.).

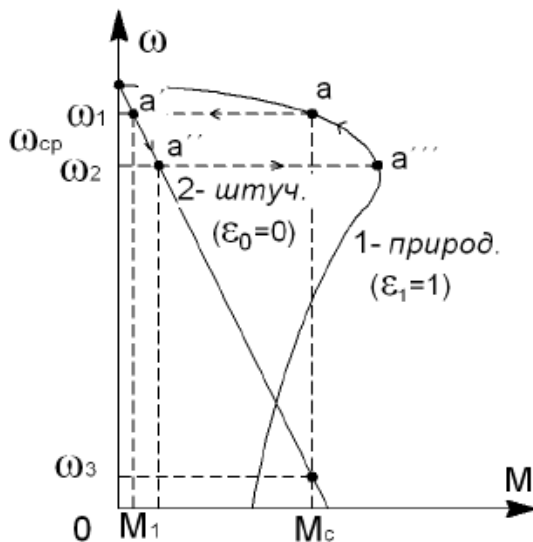
Якщо K періодично замикає на час t_3 і розмикає на час t_0 , то його роботу характеризують коефіцієнтом *шпаруватості* ε :

$$\varepsilon = \frac{t_3}{t_3 + t_0} = \frac{t_3}{T},$$

де T – період циклу.

Навантаженню M_C і коефіцієнту шпаруватості $\varepsilon=1$ відповідає швидкість ω_1 , а $\varepsilon=0$ – ω_3 . Швидкості ω_1 і ω_3 є граничними, які обмежують діапазон регулювання.

Відповідно за $0 < \varepsilon < 1$ швидкість набуває проміжних значень ω_{cp} (рис.).

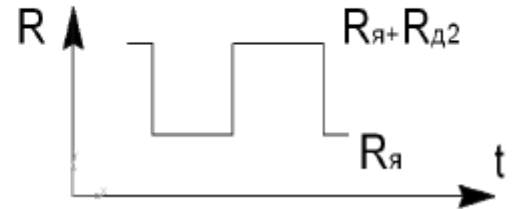
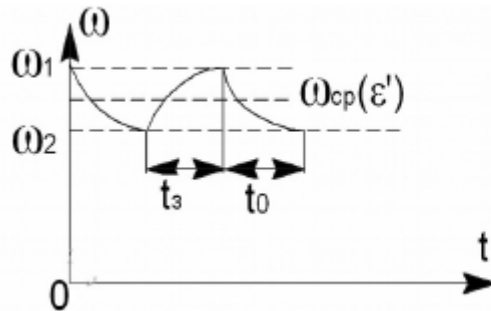


Нехай спочатку двигун працює в точці «а», обертаючись із швидкістю ω_1 .

Зменшимо шпаруватість керуючих імпульсів $\varepsilon < \varepsilon_1$, тоді при розмиканні ключа K робоча точка переміститься в положення «а'» на характеристиці 2 практично при талій внаслідок інерції швидкості ω_1 . Момент асинхронного двигуна $M_1 < M_C$ і швидкість почне спадати доти, доки в точці «а''» з ω_2 ключ K знов не замкнеться.

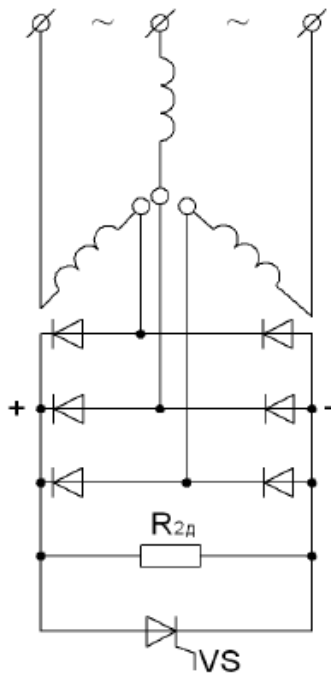
Робоча точка переміститься до точки «а'''», в якій $M_D > M_C$, внаслідок чого швидкість зросте до ω_1 , після чого цикл повторюватиметься.

Графік зміни $\omega(t)$ зображено на рис.:



Видно, що швидкість коливається навколо середнього значення ω_{cp} яке залежить від коефіцієнта шпаруватості ε і моменту навантаження M_C . Якщо зменшити t_3 то зменшиться коефіцієнт ε , відповідно зменшиться і середня швидкість ω_{cp} .

Для реалізації імпульсного способу регулювання швидкості застосовують безконтактні ключі K на базі транзисторів (при $I \leq 15 \dots 20 \text{ A}$) або тиристорів (при $20 \text{ A} \leq I \leq 100 \dots 150 \text{ A}$) (рис.).



Тиристорний ключ VS комутує додатковий резистор $R_{2д}$, включаючи його у коло спрямованого струму ротора (статора). У разі змінного напруги струму (за відсутності спрямляла) змінюється полярність падіння напруги на $R_{2д}$ і тиристор V_S буде завжди замкнутий, незалежно від керуючого сигналу із системи імпульсного фазного керування (СІФК).

Перевагами імпульсного способу регулювання швидкості ω є:

1. простота автоматизації керування;
2. плавність керування.

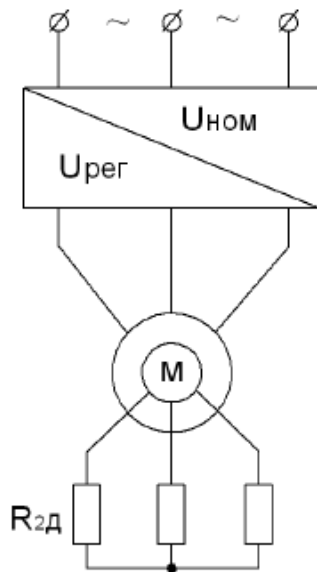
До недоліків можна зарахувати:

1. швидкість регулюється тільки на зменшення;

2. середня швидкість $\omega_{\text{ср}}$ залежить від моменту на валу двигуна M ($\omega_{\text{ср}}$ зменшиться при зростанні M і навпаки).

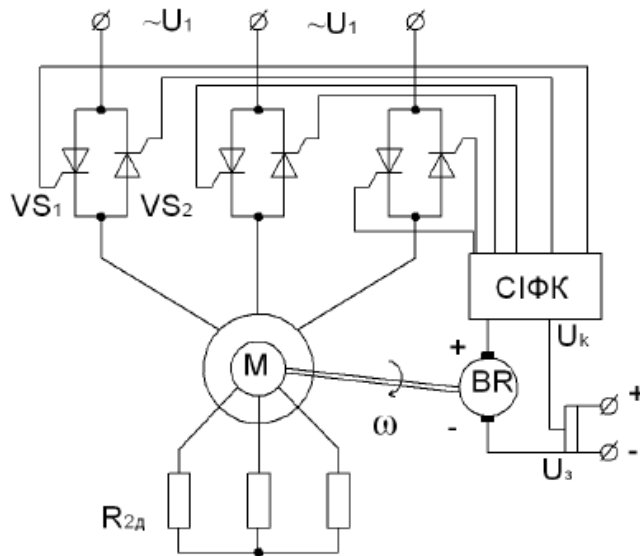
10. Регулювання координат електроприводу в системі "тиристорний перетворювач напруги-двигун".

Перетворювач напруги, наприклад, автотрансформатор або тиристорний перетворювач ($U_{\text{рег}} = \text{var}$), вмикають між затискачами живлячої мережі і статора (рис.). Нагадаємо, що $M \equiv U_{\text{ф}}^2$, натомість, $S_{\text{кр}}$ та ω_0 не залежать від $U_{\text{ф}}$. Тому розімкнуті схеми використовують лише для регулювання M і струму I двигуна.



Для керування координатами електричного приводу створюють замкнені системи із зворотними зв'язками (рис. 3.27), які дозволяють отримувати жорсткі механічні характеристики електроприводів.

Зустрічно-паралельне з'єднання тиристорів у кожній фазі перетворювача напруги (рис.) забезпечує почергову роботу кожного тиристора впродовж напівперіоду. Регулювання напруги на асинхронному двигуні здійснюють зсувом у часі керуючих імпульсів на керуючих електродах тиристорів.

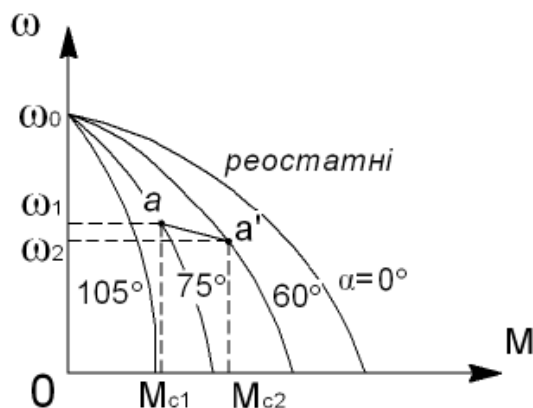


Роботою тиристорного перетворювача керує система імпульсного фазного керування (СІФК), яка може змінювати кут керування α у межах $\alpha = 0^\circ - 180^\circ$.

Чим більший кут α , тим менша напруга, що живить двигун: за $\alpha = 0^\circ$ тиристори повністю відкриті, відповідно напруга є максимальною, натомість, за $\alpha = 180^\circ$ тиристори повністю закриті і напруга дорівнює 0.

Напруга на асинхронному двигуні після тиристорного перетворювача має несинусоїдну форму, тому всі розрахунки проводять по першій гармоніці; проте кожна гармоніка напруги обумовлює проходження струму в обмотках асинхронного двигуна і **втрати** потужності від несинусоїдності складають близько 10 ч 20 %.

Сімейство штучних механічних характеристик асинхронного двигуна для різних $U_{\text{рег}}(\alpha) = \text{var}$ зображене на рис.



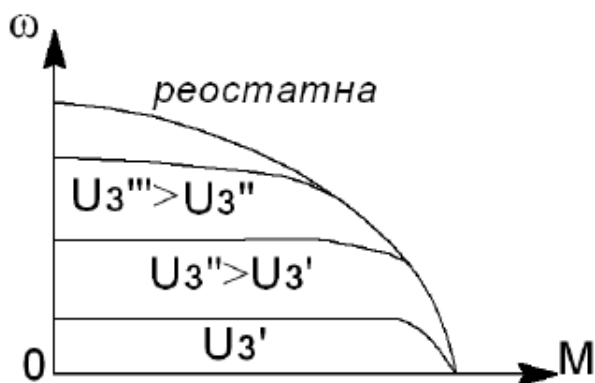
Видно, що при збільшенні кута α зменшується $U_{\text{рег}}$, критичний момент $M_{\text{кр}}(U_{\text{ф}}^2)$ і жорсткість характеристики, тобто коливання $M_{\text{с}}$ призводять до значних змін швидкості. Наприклад, нехай за навантаження $M_{\text{с1}}$ і $\alpha = 75^\circ$ двигун працює у робочій точці «а» (рис.); якщо $M_{\text{с}}$ збільшиться до $M_{\text{с2}} > M_{\text{кр}}(75^\circ)$, то двигун буде сповільнюватись, доки не зупиниться ($\omega \rightarrow 0$).

Якщо технологічний процес дозволяє зменшення швидкості до ω_2 , то потрібно зменшити кут α до 60° – тоді момент двигуна M збільшиться і електропривод перейде до точки «а'» з координатами (ω_2, M_{C2}) .

Для автоматичного керування $\alpha(M_C)$ використовують зворотній зв'язок за швидкістю двигуна – до валу приєднується тахогенератор BR (рис.), ЕРС якого пропорційний швидкості ω : $e_{TT} = \gamma\omega$. Напруга керування U_K дорівнює різниці задавальної напруги U_3 і ЕРС тахогенератора: $U_K = U_3 - \gamma\omega$; U_K подають на СІФК, виходи якої підключають до керуючих електродів тиристорів $VS1$ ч $VS6$.

Автоматичне регулювання механічної характеристики відбувається так: при збільшенні навантаження на валу асинхронного двигуна до M_{C2} швидкість зменшується, відповідно зменшується ЕРС тахогенератора. Це призведе до збільшення U_K , що обумовить, за допомогою СІФК, зменшення кута α до 60° (рис.).

Змінюючи U_3 отримують ряд жорстких механічних характеристик (рис.) асинхронного двигуна з великим λ . Це дозволяє підвищити діапазон плавного регулювання швидкості ω до 1:20.



11. Регулювання швидкості електричного приводу в системі "Перетворювач частоти-двигун".

Відповідно до формули $\omega_0 = 2\pi \cdot f_1 / p$ видно, що змінюючи частоту f_1 можна плавно регулювати синхронну швидкість ω_0 як вгору, так і долі.

Для зберігання високих λ , $\cos \varphi$, η необхідно одночасно зі зміною частоти змінювати напругу U . Закон зміни U визначає залежність моменту навантаження M_C від швидкості.

Нехтуючи опором $R_1 \approx 0$, отримаємо λ з умови $\lambda = M_{KP} / M_C = \text{const}$:

$$\lambda = \frac{3(U_\phi)^2}{2\omega_0 X_p M_C}.$$

Враховуючи, що $X_p \equiv f_1$ і $\omega_0 \equiv f_1$, отримаємо

$$\frac{U_{\phi 1}}{U_{\phi 2}} = \frac{f_{11}}{f_{12}} \cdot \sqrt{\frac{M_{C1}}{M_{C2}}}$$

Тобто, одночасно із регулюванням частоти f необхідно відповідним чином змінювати напругу U , поєднавши перетворювач напруги з перетворювачем частоти.

12. Закон взаємного регулювання частоти та напруги.

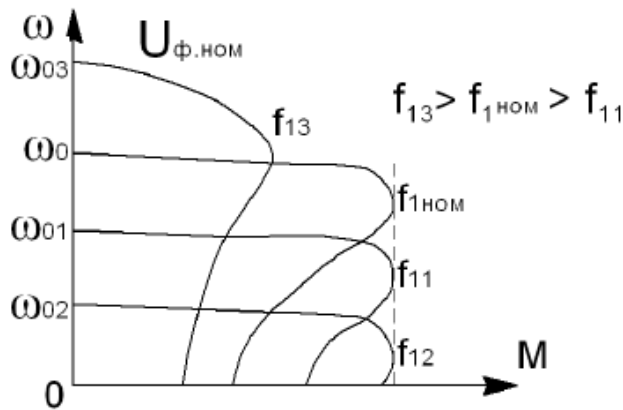
1. За $M_C = \text{const}$ згідно (3.22) U на статорі пропорційна частоті f , отже регулювання має здійснюватись за підтримання умови:

$$\frac{U_{\phi 1}}{U_{\phi 2}} = \frac{f_{11}}{f_{12}}, \quad \text{або} \quad \frac{U_{\phi}}{f_1} = \text{const}$$

Відповідні механічні характеристики для $f_{13} > f_{1\text{ном}} > f_{11} > f_{12}$ зображено на рис.

За співвідношення $f < f_{\text{ном}}$ сталими є $M_{KP} = \text{const}$ і $\lambda = \text{const}$.

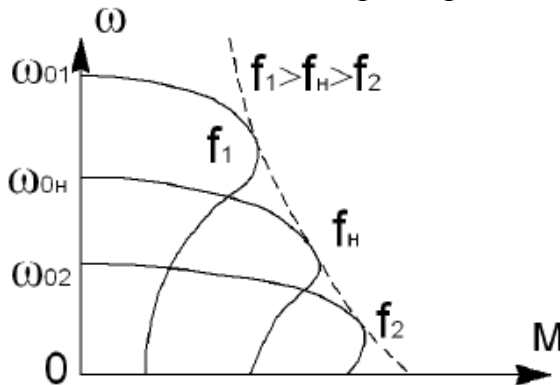
За $f > f_{\text{ном}}$ напруга U не може перевищувати $U_{\text{ном}}$, тому M_{KP} зменшується обернено пропорційно до f (крива для $M_{KP} \equiv 1/f_{13}$ на рис.).



2. У разі M_C обернено пропорційному швидкості (наприклад, токарні, фрезерні верстати), потужність є сталою $P_C = M_C \cdot \omega = \text{const}$, а регулювання має здійснюватись за підтримання умови:

$$\frac{U_{\phi}}{\sqrt{f_1}} = \text{const}.$$

Відповідні механічні характеристики для $f_1 > f_{\text{н}} > f_2$ зображено на рис.



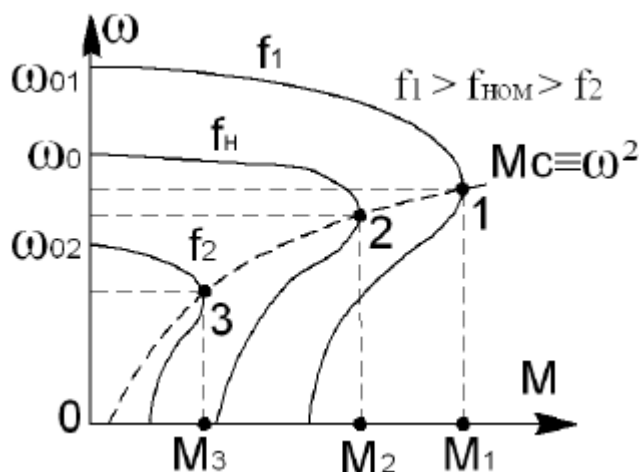
3. Для вентиляторного характеру M_C регулювання має здійснюватись за підтримання умови:

$$\frac{U_{\phi}}{(f_1)^2} = \text{const}$$

Відповідні механічні характеристики для $f_1 > f_{\text{ном}} > f_2$ зображено на рис.

Вентиляторна характеристика $M_c(\omega)$ сполучає критичні моменти на механічних характеристиках 1, 2, 3 (рис.).

Жорсткість характеристик 1, 2, 3 за $f = \text{var}$ практично незмінна, відповідно і ККД залишається сталим.

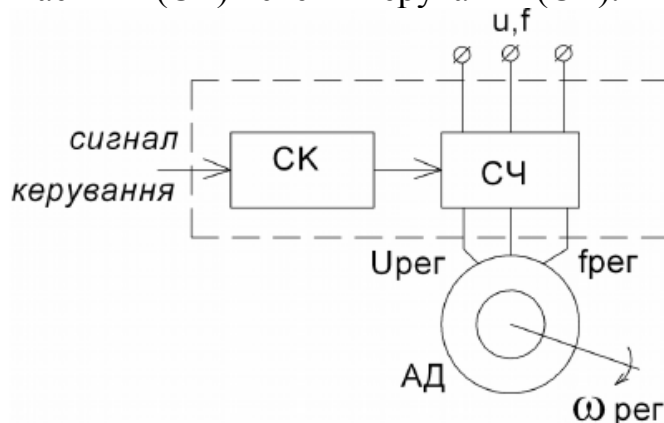


13. Статичні (напівпровідникові) перетворювачі частоти.

Статичні (напівпровідникові) перетворювачі частоти (ПЧ) поділяють на дві групи:

- ПЧ з безпосереднім зв'язком живлячої мережі і навантаження;
- ПЧ з проміжною ланкою сталого струму.

1. Напівпровідниковий перетворювач частоти (рис.) складається із силової частини (СЧ) і схеми керування (СК).



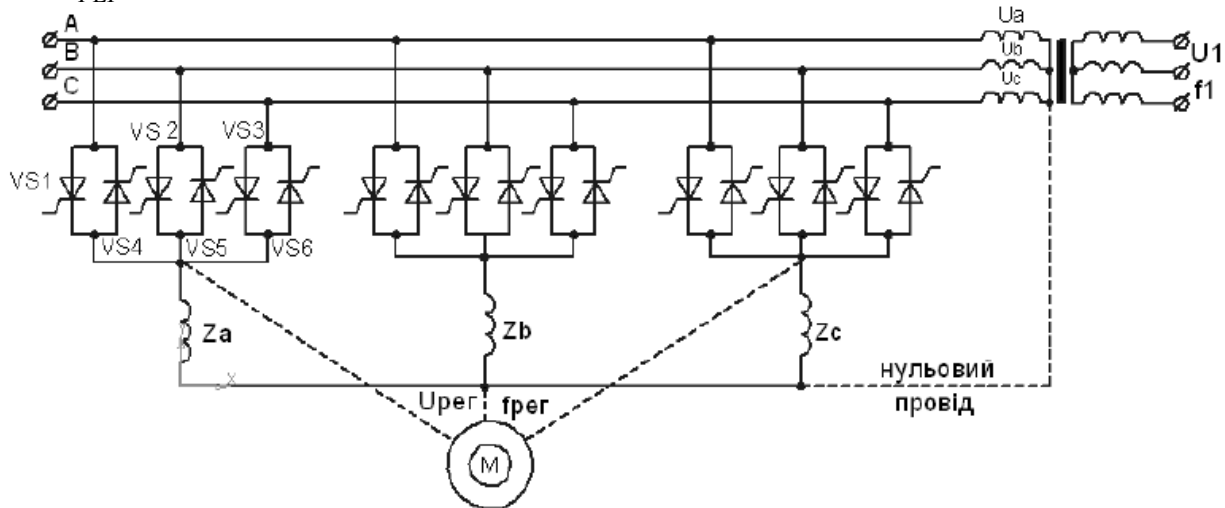
СЧ містить тиристори і здійснює перетворення електричної енергії стандартних U та f в енергію з регульованими $U_{\text{рег}}$ та $f_{\text{рег}}$. СК в певну мить подає імпульси на керуючі електроди тиристорів СЧ.

Перевагами напівпровідникового перетворювача частоти є: високий ККД, швидкодійність та безшумність.

14. Трифазний тиристорний перетворювач частоти з безпосереднім зв'язком живлячої мережі і навантаження.

Принципова схема трифазного тиристорного перетворювача частоти з безпосереднім зв'язком живлячої мережі і навантаження (рис.) забезпечує регулювання у діапазоні $f = 35 - 45$ Гц.

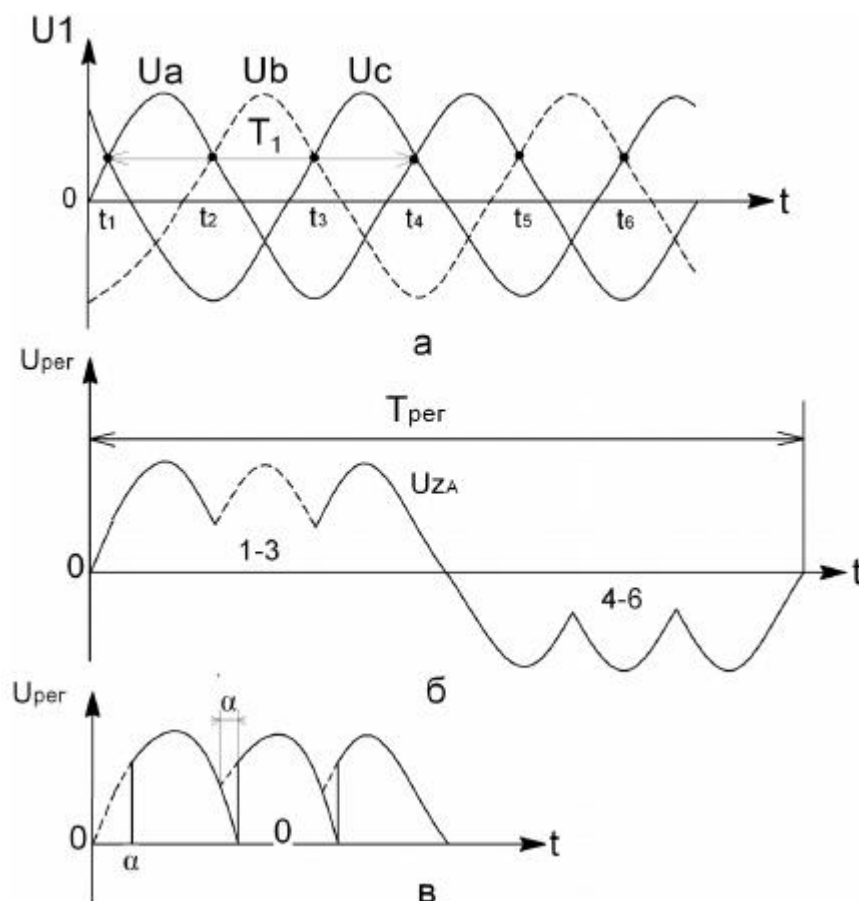
За наявності нульового проводу (показаного пунктиром на рис.) кожна фаза схеми працює незалежно. Розглянемо фазу «А»: якщо тиристори $VS1...VS6$ закриті (імпульс від СК не подають), то напруга на опорі zA дорівнює $U_{PEГ} = 0$.



Якщо подавати керуючі імпульси на $VS1$ у мить $t1$, на $VS2$ – у мить $t2$, а на $VS3$ – у мить $t3$ (рис. а), то вони відкриваються і до навантаження буде прикладено регульовану напругу (рис. б). Якщо подати керуючі імпульси на $VS4-6$, то до навантаження буде прикладено напругу протилежної полярності. Отже, на опір zA подається напруга, регульована за періодом $T_{PEГ} > T1$ (рис. а, б). З рис.:

$$\frac{T_{PEГ}}{2} = \frac{T_1}{2} + h \cdot \frac{T_1}{3},$$

де h – число тиристорів у групі, у даному випадку $h=1$.



Отже, значення частоти f_{PEG} може змінюватись дискретно, в залежності від числа відкритих тиристорів h :

$$f_{PEG} = \frac{3f}{3 + 2h}.$$

Таким чином, за $f = 50$ Гц:

h	2	3	...	6	7	...
f_{PE} Г	21,4	16,7	...	10	8,8	...

Регулювання діючого значення напруги U_{PEG} досягають тим, що додатні керуючі імпульси на тиристори подають із затримкою на кут керування α (рис.в) відносно моменту природного відкривання, тоді:

$$U_{PEG} = \frac{\sqrt{2}m}{\pi} \cdot U_{\Phi} \cdot \sin \left[\frac{\pi}{m} \right] \cdot \cos(\alpha)$$

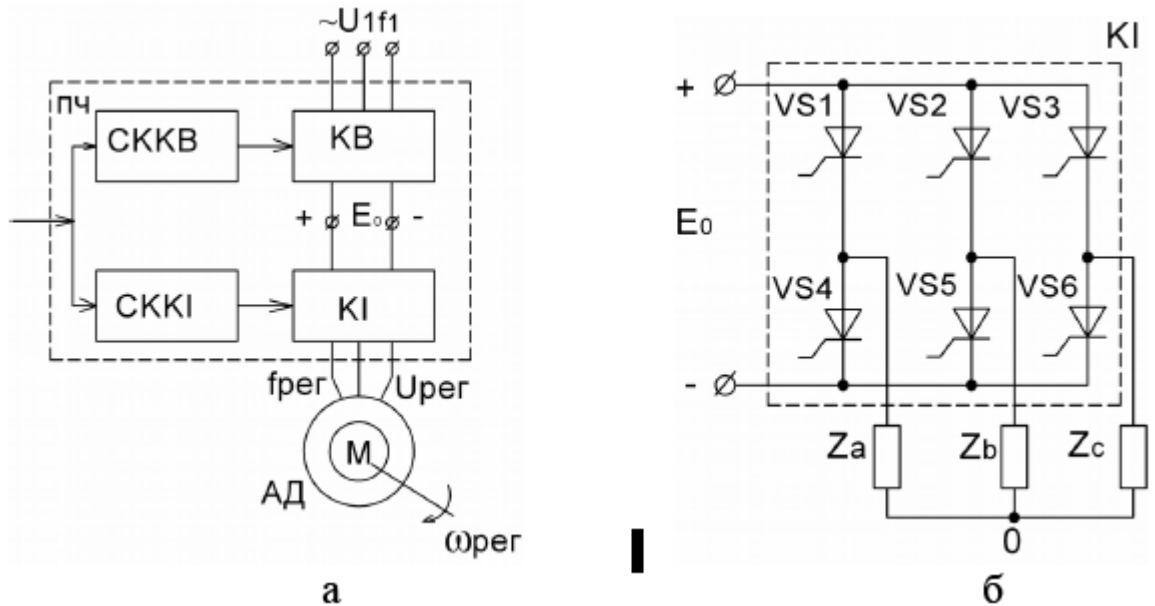
Якщо прибрати нульовий провід, то отримаємо мостову схему перетворювача частоти.

15. Перетворювач частоти з ланкою сталого струму.

Силова частина перетворювача частоти складається з керованого випрямляча КВ і керованого інвертора КІ (рис.а).

Змінну напругу мережі U_1 перетворюють в сталу ЕРС E_0 , яку регулюють за допомогою схеми керування СККВ. E_0 перетворюють у

трифазну змінну регульовану напругу $U_{PEГ}$; регулювання частоти $f_{PEГ}$ задають схемою СККІ.



Розглянемо мостову схему керованого інвертора (рис. б).

За допомогою СККІ тиристори можна відкривати в потрібний черговості і на певний термін τ . Нехай $\tau = T_{рег}/2$, тоді часова струмова діаграма роботи тиристорів виглядатиме як на рис.

Струми, що проходять через верхні тиристори ($VS1-VS3$) відкладаємо в додатному напрямі, а через нижні ($VS4-VS6$) – у від'ємному.

Видно, що за $T_{рег}$ маємо шість комбінацій відкритих і закритих станів тиристорів.

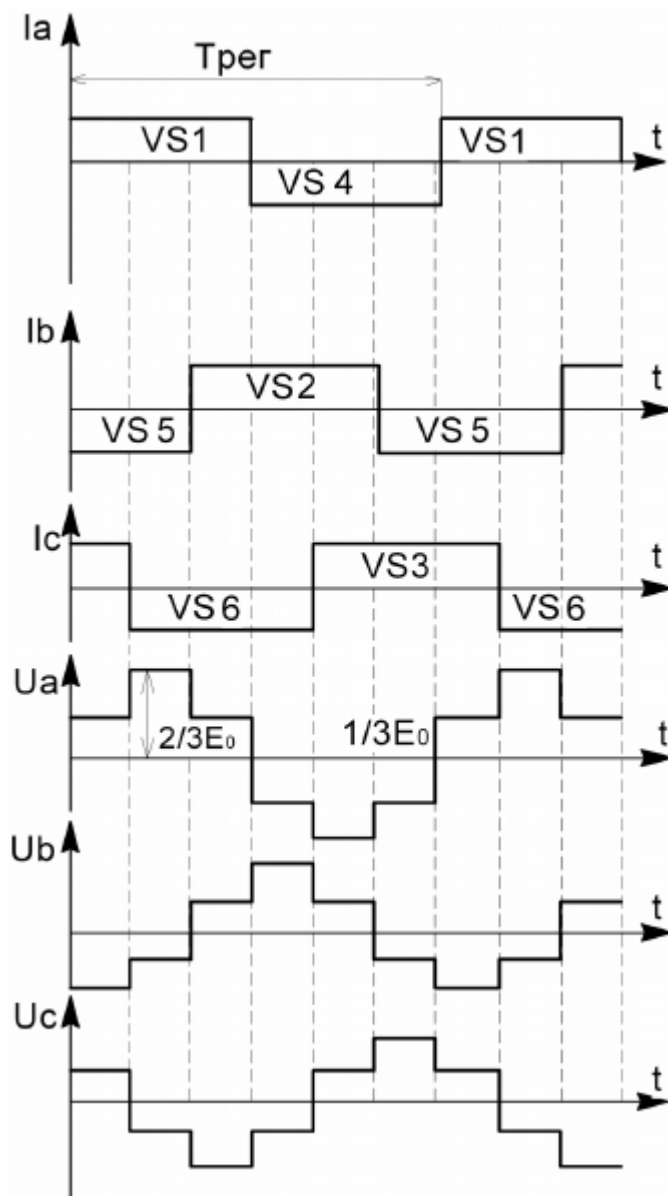
Визначимо форму напруги на навантаженні Z_A, Z_B, Z_C (рис.).

На I-му інтервалі відкриті тиристори $VS1, VS5, VS3$: початки фаз A і C підключені до додатної E_0 , а початок фази B – до $-E_0$. Еквівалентний опір паралельно підключених фаз Z_A і Z_C буде в 2 рази менший за опір Z_B , тоді і спад напруги на фазах A і C вдвічі менший, ніж на фазі B , а саме – $1/3$ від E_0 , на фазі B – $2/3 E_0$.

На II інтервалі відкриті $VS1, VS5, VS6$, тобто фази B і C включені паралельно і до них прикладено $1/3 E_0$, а до фази A – $2/3 E_0$.

Отже, з рис. 3.38 видно, що фази навантаження живить змінна напруга, максимуми якої зсунуті на $T_{рег}/3$ ($\varphi=120^\circ$).

Залежно від способу комутації струму тиристорів інвертори поділяють на відомі мережею та автономні. У перших комутацію з тиристора на тиристор забезпечують змінною напругою джерела живлення. В автономних для комутації використовують конденсатори і котушки індуктивності.



Контрольні запитання.

1. Механічні характеристики асинхронного двигуна з фазним ротором.
2. Побудова механічної характеристики асинхронного двигуна.
3. Способи пуску асинхронних двигунів.
4. Види гальмування асинхронних двигунів. Генераторне (рекупераційне) гальмування.
5. Гальмування противмиканням.
6. Динамічне гальмування.
7. Регулювання координат асинхронного двигуна за допомогою додаткових резисторів в колі статора.
8. Регулювання швидкості асинхронного двигуна зміною числа пар полюсів.
9. Імпульсний спосіб регулювання швидкості.
10. Регулювання координат електроприводу в системі "тиристорний перетворювач напруги-двигун".

11. Регулювання швидкості електричного приводу в системі "Перетворювач частоти-двигун".
12. Закон взаємного регулювання частоти та напруги.
13. Статичні (напівпровідникові) перетворювачі частоти.
14. Трифазний тиристорний перетворювач частоти з безпосереднім зв'язком живлячої мережі і навантаження.
15. Перетворювач частоти з ланкою сталого струму.