

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
ПОЛІСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Факультет інженерії та енергетики

Кафедра електрифікації, автоматизації виробництва та інженерної екології

Кваліфікаційна робота

на правах рукопису

**Середюк Роман Юрійович**

УДК 621.359.4

## **КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА**

Аналіз методів одержання максимального КПД асинхронних двигунів за  
рахунок частотного регулювання  
(тема роботи)

141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

(шифр і назва спеціальності)

Подається на здобуття освітнього ступеня магістр

Кваліфікаційна робота містить результати власних досліджень. Використання ідей, результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело

Середюк Р. Ю.

(підпис, ініціали та прізвище здобувача вищої освіти)

Керівник роботи

Фомін Миколаа Петрович

(прізвище, ім'я, по батькові)

к.т.н., доцент кафедри прикладної та  
вищої математики

(науковий ступінь, вчене звання)

Житомир – 2023

## АНОТАЦІЯ

Середюк Р. Ю. Аналіз методів одержання максимального КПД асинхронних двигунів за рахунок частотного регулювання. Кваліфікаційна робота на здобуття освітнього ступеня магістра за спеціальністю 141 – Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка – Поліський національний університет, Житомир, 2023.

Основною метою кваліфікаційної роботи являється є визначення законів управління асинхронного електродвигуна для одержання максимального КПД при частотному регулюванні.

Отримані результати дозволили підвищити ефективність роботи асинхронних двигунів, що працюють з змінним навантаженням .

**Ключові слова:** асинхронний двигун, навантаження, алгоритм регулювання, ефективність.

## ABSTRACT

Seredyuk R. Yu. Analysis of methods of obtaining maximum efficiency of asynchronous motors due to frequency regulation. Qualification work for obtaining a master's degree in specialty 141 - Electric power, electrical engineering and electromechanics - Polissia National University, Zhytomyr, 2023.

The main goal of the qualification work is to determine the control laws of an asynchronous electric motor to obtain maximum efficiency during frequency regulation.

The obtained results made it possible to increase the efficiency of asynchronous motors operating with a variable load.

**Key words:** asynchronous motor, load, regulation algorithm, efficiency.

## ЗМІСТ

ВСТУП	4
РОЗДІЛ 1. МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ЧАСТОТНО-РЕГУЛЬОВАНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГУНА	6
Висновки по розділу 1	15
РОЗДІЛ 2. СТАТИСТИЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОДВИГУНА З ЧАСТОТНИМ ВЕКТОРНИМ УПРАВЛІННЯМ ПРИ ГРАНИЧНИХ УМОВАХ РОБОТИ	16
2.1 Аналіз векторного методу частотного керування АД	17
2.2 Аналіз систем керування трифазних інверторів ПЧ	21
Висновки по розділу 2	31
РОЗДІЛ 3. ПІДТРИМКА ПОСТІЙНОГО КПД АСИНХРОННОГО ДВИГУНА ЗА РАХУНОК ЧАСТОТНОГО РЕГУЛЮВАННЯ	32
Висновки по розділу 3	45
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ	46
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	47

## ВСТУП

Системи регульованого електроприводу, що застосовуються в даний час у промисловості працюють в основному в тривалих статичних режимах з постійним або повільно змінним моментом навантаження. Найбільшого поширення набули електроприводи змінного струму на базі асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором, які споживають більше половини всієї електроенергії, яка виробляється в країні. [1] .

Широке застосування асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором (АД) у найбільш затребуваних у промисловості системах регульованого електроприводу (ЕП) можна пояснити його високою надійністю, за рахунок відсутності щітково-колекторного вузла та постійних магнітів, простотою конструкції, малими габаритами та моментом інерції ротора. за швидкістю і струму і т. д. Найбільшого поширення у практиці побудови систем автоматичного управління (САУ) частотно-керованого асинхронного електроприводу. Статичні характеристики АД описуються диференціальними рівняннями в якості основних змінних в них виступають амплітуда напруги статора АД, яка є функцією його частоти [2] . Однак у [3] доведено, що за такого закону управління неможливо одночасно забезпечити задовільні механічні та енергетичні характеристики ЕП у широкому діапазоні змін частоти обертання та навантаження внаслідок впливу активного опору та індуктивності розсіювання статора АТ.

В даний час особливий інтерес для дослідження становлять граничні статичні характеристики АД, що відповідають або номінальному значенню напруги двигуна, або частоти обертання його валу, тобто його навантажувальні характеристики.

Таким чином аналіз розрахункових граничних статичних характеристик двигуна дає можливість визначити оптимальні закони управління частотою з ціллю одержання максимальних навантажувальних характеристик.

**Метою роботи** є визначення законів управління асинхронного електродвигуна для одержання максимального КПД при частотному регулюванні.

**Об'єктом дослідження** є асинхронний електродвигун, який працює в різних режимах навантаження.

**Методи дослідження**, описані у роботі, засновані на використанні теорії електроприводу, електричних машин, методів математичного та імітаційного моделювання за допомогою сучасних програмних пакетів та комп'ютерних засобів.

**Перелік публікацій автора за темою дослідження :**

Новосвет О. В., Середюк Р.Ю. МАТЕМАТИЧНИЙ ОПИС І МОДЕЛІ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ В УСТАЛЕНИХ І ПЕРЕХІДНИХ РЕЖИМАХ.

Матеріали VII Міжнародна науково-практичної конференції «Біоенергетичні системи» 15-17 листопада 2023 року. Житомир: Поліський національний університет, 2023.- С 47-49.

Фомін М. П., Середюк Р. Ю. АНАЛІЗ ВЕКТОРНОГО МЕТОДУ ЧАСТОТНОГО КЕРУВАННЯ АД

Матеріали науково-практичної конференції науково-педагогічних працівників, докторантів, аспірантів та молодих вчених факультету інженерії та енергетики «НАУКОВІ ЧИТАННЯ – 2023». 25 жовтня 2023 р. Житомир: Поліський національний університет, 2023.- С 106-108.

Середюк Р. Ю. АНАЛІЗ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ ТРИФАЗНИХ ІНВЕРТОРІВ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЧАСТОТИ

Матеріали міжнародної науково-практичної конференції «Інженерні процеси та системи» 14-15 червня 2023 року. Житомир: Поліський національний університет, 2023.- С 47-51.

## РОЗДІЛ 1

### МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ЧАСТОТНО-РЕГУЛЬОВАНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГУНА

У багатьох сферах застосування не регульований привід поступається місцем, як перспективнішому, частотно-регульованого асинхронного приводу [1]. В якості частотно-регульованих асинхронних двигунів (ЧРАД) використовують наступні асинхронні двигуни:

1. Серійні не регульовані асинхронні двигуни загального чи спеціального призначення, розраховані на живлення від мережі з постійною частотою та напругою. Такі двигуни не завжди задовольняють вимоги технологічного процесу і можуть мати низькі енергетичні показники.

2. Модернізовані асинхронні двигуни, створені на базі серійних, але з урахуванням специфіки їхньої роботи від перетворювача частоти (ПЧ). При проектуванні таких двигунів знімаються обмеження за кратностями пускового струму, є можливість використовувати нестандартну номінальну напругу. По можливості, у модернізованих двигунах для обмотки ротора використовують матеріал з більш високою питомою електричною провідністю, змінюють дані обмотки статора і т.д.

3. Вузькоспеціалізовані асинхронні двигуни, спроектовані з урахуванням законів керування частотою та напругою ПЧ, діапазоном регулювання частоти, характером навантаження та інших факторів, специфічних для конкретної сфери застосування частотно-регульованого асинхронного приводу. Вартість таких двигунів суттєво вищі, ніж серійних та модернізованих.

При виборі існуючих чи проектуванні модернізованих ЧРАД виникає необхідність кількісної оцінки їх показників під час роботи від ПЧ. Для вирішення такого завдання, особливо на стадії проектування ЧРАД, доцільно скористатися математичним моделюванням частотно-регульованого асинхронного приводу

Математична модель частотно-регульованого асинхронного приводу має задовольняти наступним вимогам:

1. Простота у реалізації.
2. Облік впливу насичення заліза магнітопроводу на параметри асинхронного двигуна.
3. Облік законів регулювання частоти та напруги ПЧ.
4. Облік механічних характеристик навантажувального моменту та гальмівного пристрою.

Для математичної моделі ЧРАД використана математична модель узагальненої машини синхронної системи координат  $u, v$  [2, 3]. Система координат  $u, v$  дозволяє найпростіше змінювати у часі, незалежно один від одного, амплітуду фазної напруги та частоту ПЧ за будь-яким заданим законом [2]:

$$\left. \begin{aligned} u_{su} &= i_{su} \cdot r_s + \frac{d\psi_{su}}{dt} - \omega_x \cdot \psi_{sv}; \\ u_{sv} &= i_{sv} \cdot r_s + \frac{d\psi_{sv}}{dt} - \omega_x \cdot \psi_{su}; \\ 0 &= i_{ru} \cdot r_r + \frac{d\psi_{ru}}{dt} - (\omega_x - \omega_r) \cdot \psi_{rv}; \\ 0 &= i_{rv} \cdot r_r + \frac{d\psi_{rv}}{dt} + (\omega_x - \omega_r) \cdot \psi_{su}; \\ M_{em} &= M_c(t) + \frac{J_\Sigma}{p} \cdot \frac{d\omega_r}{dt}, \end{aligned} \right\} \quad (1.1)$$

де:  $u_{su}, u_{sv}$  - напруги;  $i_{su}, i_{sv}, i_{ru}, i_{rv}$  - струми,  $r_s, r_r$  - опору;  $\psi_{su}, \psi_{sv}, \psi_{ru}, \psi_{rv}$  - потокозчеплення обмоток статора та ротора узагальненої машини;  $M_{em}$  і  $M_c(t)$  - електромагнітний та навантажувальний моменти;  $J_\Sigma$  - сумарний момент інерції,  $p$  - число пар полюсів двигуна;  $\omega_x$  та  $\omega_r$  - кутова частота обертання системи координат  $u, v$  та ротора.

Система координат  $u, v$  обертається синхронно з магнітним полем статора обмотки з кутовою частотою

$$\omega_x = 2\pi f_x, \quad (1.2)$$

де  $f_x$  - частота на виході ПЧ.

Систему диференціальних рівнянь (1.1) доповнимо в матричній формі рівняннями потокозчеплення обмоток статора та ротора [2]:

$$\begin{vmatrix} \psi_{su} \\ \psi_{ru} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} i_{su} \\ i_{ru} \end{vmatrix}; \quad (1.3)$$

$$\begin{vmatrix} \psi_{sv} \\ \psi_{rv} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} i_{sv} \\ i_{rv} \end{vmatrix}. \quad (1.4)$$

Повні індуктивні опори фаз обмоток статора  $L_s$  та ротора  $L_r$  [2]:

$$\left. \begin{aligned} L_s &= L_{\sigma 1n} + L_m, \\ L_r &= L_{\sigma 2n} + L_m, \end{aligned} \right\} \quad (1.5)$$

де  $L_{\sigma 1n}$  та  $L_{\sigma 2n}$  – індуктивності розсіювання фаз обмоток статора та ротора з урахуванням насичення,  $L_m$  – взаємна індуктивність.

Для вирішення диференціальних рівнянь (1.1) скористаємося чисельним інтегруванням. З точки зору стійкості чисельного інтегрування доцільно вирішення диференціальних рівнянь (1.1) щодо потокозчеплень обмоток статора та ротора. Введемо позначення:

$$k_{rs} = L_r / L_{ms}; \quad k_{sr} = L_s / L_{ms}; \quad k_m = L_m / L_{ms}, \quad (1.6)$$

За прийнятих позначень (1.6) з урахуванням (1.3, 1.4) виразимо струми обмоток статора та ротора [2]:

$$\left. \begin{aligned} i_{su} &= \psi_{su} \cdot k_{rs} - \psi_{ru} \cdot k_m; \\ i_{sv} &= \psi_{sv} \cdot k_{rs} - \psi_{rv} \cdot k_m; \\ i_{ru} &= \psi_{ru} \cdot k_{sr} - \psi_{su} \cdot k_m; \\ i_{rv} &= \psi_{rv} \cdot k_{sr} - \psi_{sv} \cdot k_m. \end{aligned} \right\} \quad (1.7)$$

1.7) до (1.1) і приведемо математичну модель (1.1) до вигляду, зручного для чисельного інтегрування [2]:



$$\left. \begin{aligned} d\psi_{su} &= [u_{su} + \omega_x \cdot \psi_{sv} - r_s \cdot (\psi_{su} \cdot k_{rs} - \psi_{ru} \cdot k_m)] \cdot dt; \\ d\psi_{sv} &= [u_{sv} - \omega_x \cdot \psi_{su} - r_s \cdot (\psi_{sv} \cdot k_{rs} - \psi_{rv} \cdot k_m)] \cdot dt; \\ d\psi_{ru} &= [(\omega_x - \omega_r) \cdot \psi_{rv} - r_r \cdot (\psi_{ru} \cdot k_{rs} - \psi_{su} \cdot k_m)] \cdot dt; \\ d\psi_{rv} &= [(\omega_r - \omega_x) \cdot \psi_{ru} - r_r \cdot (\psi_{ru} \cdot k_{rs} - \psi_{sv} \cdot k_m)] \cdot dt. \end{aligned} \right\} \quad (1.8)$$

Напруги  $u_{su}$  та  $u_{sv}$  обмоток статора виразимо через напругу на виході ПЛ

$$\left. \begin{aligned} u_{su} &= U_x \cdot \cos(\varphi_u - \varphi_k), \\ u_{sv} &= U_x \cdot \sin(\varphi_u - \varphi_k). \end{aligned} \right\} \quad (1.9)$$

Амплітуда фазної напруги  $U_x$  є модулем зображуючого вектора напруги обмотки статора. Амплітуда фазної напруги ПЧ, фазовий кут зображуючого вектора напруг  $\varphi_u$  і кут повороту  $\varphi_k$  системи координатних осей  $u, v$  щодо осі трифазної обмотки статора задаються початковими умовами.

При скалярному управлінні ПЧ початковими умовами доцільно задати  $\varphi_u=0$  і  $\varphi_k=0$ . У цьому випадку в момент часу  $t = 0$  вісь  $u$  системи координат  $u, v$  і зображуючий вектор напруги  $U_x$  спрямовані по осі фази трифазної обмотки статора, в рівнянні (1.9):  $u_{su} = U_x$ ,  $u_{sv} = 0$ . Початковими умовами в момент часу  $t=0$  задаються потокозчеплення  $\psi_{su}$ ,  $\psi_{sv}$ ,  $\psi_{ru}$ ,  $\psi_{rv}$  обмоток, частота  $\omega_r$  обертання ротора; частота  $f_x$  ПЧ.

За заданих початкових умов на кожному етапі чисельного інтегрування розраховуються: частота обертання  $\omega_x$  (1.2); збільшення потокозчеплень (1.8); потокозчеплення обмоток [2]

$$\left. \begin{aligned} \psi_{su} &= \psi_{su} + d\psi_{su}, & \psi_{sv} &= \psi_{sv} + d\psi_{sv}, \\ \psi_{ru} &= \psi_{ru} + d\psi_{ru}, & \psi_{rv} &= \psi_{rv} + d\psi_{rv}; \end{aligned} \right\}$$

1.7); електромагнітний момент

$$d\omega_r = p \cdot \left( \frac{M_{em} - M_c(t)}{J_\Sigma} \right) \cdot dt;$$

частота обертання ротора та дійсний час

$$\omega_r = \omega_r + d\omega_r, \quad t = t + dt.$$

По струмах із рівняння (1.7) на кожному кроці чисельного інтегрування розраховуються: модуль  $I_{s1}$ , що зображує вектор струмів обмотки статора

$$I_{s1} = \sqrt{i_{su}^2 + i_{sv}^2};$$

$$\varphi_i = \varphi_u - \arctg(i_{sv}/i_{su});$$

коефіцієнт потужності

$$\cos \varphi_a = \cos(\varphi_i);$$

активна потужність двигуна

$$P_a = \frac{m}{2} \cdot U_x \cdot I_{s1} \cdot \cos \varphi_a.$$

При пусках ЧРАД із граничним навантажувальним моментом із зменшенням часу регулювання  $t_{reg}$  і, особливо, зі збільшенням напруги коменсації  $U_{ком}$  (рис. 2) струми в обмотках можуть перевищити номінальні у два і більше разів. ЧРАД може виконуватися із закритими пазами ротора. Для таких двигунів при струмах, починаючи з номінального і вище, через насичення потоками розсіювання містка закритих пазів ротора, пазове розсіювання обмотки ротора зменшується. Короткозамкнена обмотка ЧРАД може виконуватися з міді [4]. Гранична верхня частота може становити 100 Гц і вище за номінальної частоти  $f_1=50$  Гц. У зв'язку з цим, у математичній моделі доцільно передбачити вплив насичення заліза магнітопроводу потоками розсіювання на індуктивності розсіювання обмоток статора  $L_{\sigma 1}$  і ротора  $L_{\sigma 2}$ , а також вплив витіснення струму у стрижнях ротора на активний опір  $r_r$  обмотки ротора. Це дозволить моделювати «жорсткі» пуски, при яких облік впливу насичення та витіснення струму найактуальніший.

Індуктивності розсіювання з урахуванням насичення пропонується розраховувати в функції струму обмотки статора, а активний опір ротора з

урахуванням витіснення струму - функції частоти струму обмотки ротора. На підставі даних проектування двигуна вважаються відомими: не насичені  $L_1, L_2$  і насичені  $L_{1p}, L_{2p}$  при ковзанні  $s=1$  індуктивності розсіювання обмоток статора та ротора; пусковий струм  $I_{p1}$  обмотки статора та активний опір  $r_{2p}$  обмотки ротора при ковзанні  $s=1$ . Для обліку впливу насичення визначається різниця між не насиченими та насиченими значеннями індуктивностей розсіювання

$$\Delta L_1 = L_{\sigma 1} - L_{1p}, \quad \Delta L_2 = L_{\sigma 2} - L_{2p}.$$

У функції струму  $I_{s1}$  розраховуються насичені значення індуктивності розсіювання обмоток статора та ротора [7]

$$L_{\sigma 1n} = L_{\sigma 1} - \frac{\Delta L_1 \cdot \sqrt[3]{I_{p1}}}{\sqrt[3]{I_{p1}} - \sqrt[3]{I_{kp}}} \cdot \left( 1 - \frac{\sqrt[3]{1,41I_{kp}}}{\sqrt[3]{I_{s1}}} \right),$$

$$L_{\sigma 2n} = L_{\sigma 2} - \frac{\Delta L_2 \cdot \sqrt[3]{I_{p1}}}{\sqrt[3]{I_{p1}} - \sqrt[3]{I_{kp}}} \cdot \left( 1 - \frac{\sqrt[3]{1,41I_{kp}}}{\sqrt[3]{I_{s1}}} \right),$$

де  $I_{kp}$  – критичний струм статора обмотки, нижче якого насичення магнітного ланцюга не чинить помітного впливу на індуктивність розсіювання обмоток. Розмір цього струму визначається з попередніх розрахунків механічної характеристики двигуна  $U$  разі закритих пазів на роторі доцільно прийняти струм  $I_{kp}$  рівним номінальному струму статора обмотки. Для обліку насичення достатньо на кожному кроці інтегрування виконати 3-4 послідовні наближення.

Для врахування впливу витіснення струму у стрижнях обмотки ротора на кожному кроці інтегрування розраховуються ковзання

$$s_x = \left( 1 - \frac{\omega_r}{\omega_1} \right) \cdot \frac{f_x}{f_1}$$

та коефіцієнт зміни активного опору ротора

$$k_{rx} = 0,2 + \left( \frac{r_{2p}}{r_2} - 0,2 \right) \cdot \sqrt{\text{abs}(s_x)},$$

де  $f_1$  – базова частота, на яку розрахований двигун,  $\omega_1=2\pi f_1$  – кутова частота,  $r_2$  – опір обмотки ротора без урахування витіснення струму.

Якщо  $k_{rx}>1$ , то активний опір обмотки ротора з урахуванням витіснення струму розраховується за формулою  $r_r=k_{rx}\cdot r_2$ , інакше  $r_r=r_2$ .

Математична модель ЧРАД реалізована в середовище програмування Delphi Вихідними даними до моделювання є номінальні дані та параметри двигуна.

**Номінальні дані:** номінальна потужність двигуна  $P_n$ , номінальна фазна напруга  $U_{нф}$ , частота мережі  $f_1$ , кількість пар полюсів  $p$ , коефіцієнт корисної дії  $\eta_n$ , коефіцієнт потужності  $\cos\phi$ , номінальне ковзання  $s_n$ , кратність пускового струму  $I_{p1}$ , кратності пускового та критичного моментів  $M_{p1}$ ,  $M_{k1}$ , сумарний момент інерції ротора та приведенного до валу двигуна механізму  $J_\Sigma$ .

Параметри двигуна враховують індуктивні та активні опори, що відповідають номінальному (без урахування насичення заліза та витіснення струму) та пусковому режимам роботи двигуна (з враховуючи насичення заліза і витіснення струму при ковзанні  $s = 1$ ). Параметри номінального режиму роботи: індуктивний опір розсіювання обмоток статора  $x_{\sigma 1}$  та ротора  $x_{\sigma 2}$ , активний опір обмотки статора  $r_s$  та ротора  $r_r$ , індуктивний опір взаємної індукції  $x_m$ , коефіцієнт насичення магнітного ланцюга як холостого ходу  $k_{nas}$ . Параметри пускового режиму: індуктивні опору розсіювання  $x_{\sigma 1p}$  та  $x_{\sigma 2p}$  – обмотки статора та ротора, активні опір обмотки ротора  $r_{2p}$ .

У програмі математичного моделювання навантажувальний момент  $M_c(t)$  вважається постійним, але може бути заданий залежно від частоти обертання ротора  $\omega_r$  активним, рис. 1.1, а, або реактивним, рис. 1.1, б.

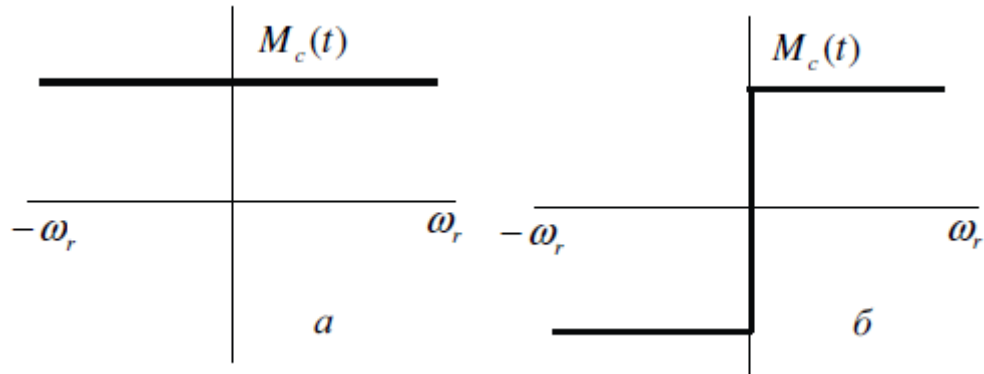


Рисунок 1.1 – Механічна характеристика навантажувального моменту

Величина навантажувального моменту задається у відносних одиницях коефіцієнтом  $k_{mc} = M_c(t)/M_n$ , де  $M_n$  – номінальний момент двигуна. У разі реактивного моменту коефіцієнт  $k_{mc}$  приймає знак напрямку частоти обертання ротора, тобто.  $k_{mc} = k_{mc} \text{sign}(\omega_r)$ .

У програмі математичного моделювання передбачається можливість регулювання частоти  $f_x$  та напруги  $U_x$  ПЧ за лінійним законом, рис. 1.2, з компенсацією напруги.

Напруга та частота ПЧ представлені на рис. 1.2 у відносних одиницях (в.о.). За базові значення напруги і частоти прийняті значення напруги і частоти, що встановилися. У вихідних даних задаються часи:  $t_{reg}$  – регулювання за лінійним законом частоти та напруги ПЧ при розгоні двигуна;  $t_{rav}$  – роботи двигуна при встановлених значеннях частоти  $f_{yst}$  і напруги  $U_{yst}$  ПЧ;  $t_{ost}$  – зупинка двигуна, за який частота та напруга ПЧ змінюються за лінійним законом до своїх критичних значень  $f_{kr}$  та  $U_{kr}$ .

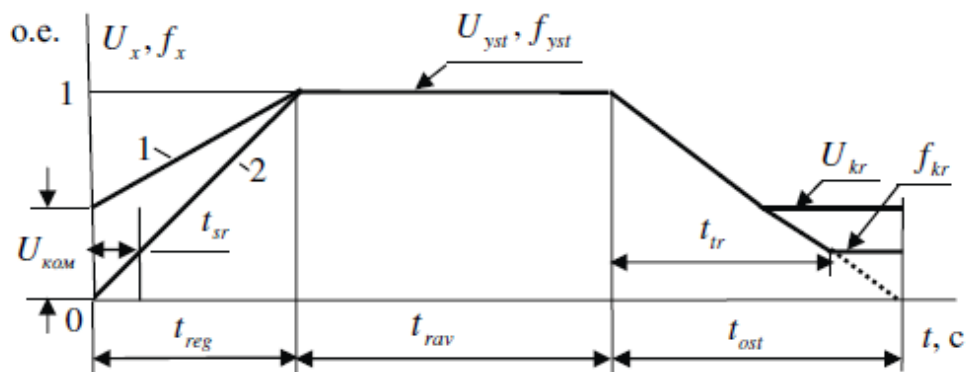


Рисунок 1.2- Діаграми напруги і частоти ПЧ: 1- напруга  $U_x$ ; 2 – частота  $f_x$ .

При активному характері навантажувального моменту задається  $t_{sr}$  - час, протягом якого двигун перебуває у загальмованому стані і після якого відбувається спрацювання гальмівного пристрою з подальшим розгальмовуванням двигуна. При критичних значеннях частоти  $f_{kr}$  та напруги  $U_{kr}$  відбувається спрацювання гальмівного пристрою з наступним гальмуванням двигуна та відключенням його від ПЧ.

Програма математичного моделювання передбачає можливість завдання початкових  $U_0, f_0$  (при  $t=0$ ) і встановлених  $U_{yst}, f_{yst}$  значень напруги та частоти ПЧ. За час регулювання  $t_{reg}$  частота і напруга ПЧ змінюються від початкових до значень, що встановилися за лінійним законом.

Є можливість завдання тільки початкової та частоти ПЧ, що встановилася. В цьому випадку за час  $t_{reg}$  частота змінюється за лінійним законом [7]

$$f_x = \frac{f_{yst} - f_0}{t_{reg}} \cdot t + f_0.$$

При виконанні умови  $(t_{reg} + t_{rav}) \geq t \geq t_{reg}$  приймається  $f_x = f_{yst}$ . За час  $t > (t_{reg} + t_{rav})$  частота змінюється також за лінійним законом

$$f_x = f_{yst} - \frac{f_{yst}}{t_{ost}} \cdot (t - t_{reg} - t_{rav}).$$

Напруга ПЧ є функцією частоти  $U_x = f(f_x)$  та з урахуванням напруги  $U_{ком}$  компенсації обчислюється за формулою [7]

$$U_x = \sqrt{2} \cdot \left( U_{ком} + \frac{U_{нф} - U_{ком}}{f_1} \cdot f_x \right),$$

де  $U_{нф}$  та  $f_1$  – номінальні значення фазної напруги та частоти напруги двигуна.

Гальмівний пристрій включається (рис. 1.2) при розгоні двигуна на момент часу  $t_{sr}$ , при гальмуванні – на момент часу  $t > t_{tr}$ . У вихідних даних для математичної моделі гальмівного пристрою задаються:  $t_{sr}$  – час

розгальмування та  $M_{mm}$  – максимальний гальмівний момент. Гальмівний момент є функцією часу та частоти обертання ротора. У функції часу гальмівний момент змінюється за час  $t_{sr}$  за лінійним законом – від максимального значення до нуля у режимі розгальмовування та від нуля до максимального значення у режимі гальмування. У функції частоти обертання ротора гальмівний момент має реактивний характер, приймаючи знак напрямку обертання ротора.

### **Висновки по першому розділу**

Розроблено та реалізовано в середовищі програмування Delphi математичну модель частотно регульованого асинхронного двигуна. Враховується вплив насичення заліза магнітопроводу на параметри двигуна. Характер навантажувального моменту - активний або реактивний. Передбачено компенсацію падіння напруги на активному опорі статора обмотки.

Враховано механічну характеристику гальмівного пристрою. Математична модель дозволяє отримати характеристики асинхронного двигуна при роботі його від перетворювача частоти і може бути використана при проектуванні частотного - регульованого асинхронного двигуна.

## РОЗДІЛ 2

### СТАТИСТИЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОДВИГУНА З ЧАСТОТНИМ ВЕКТОРНИМ УПРАВЛІННЯМ ПРИ ГРАНИЧНИХ УМОВАХ РОБОТИ

У системах регульованого електроприводу, що застосовуються в даний час у промисловості які працюють в основному в тривалих статичних режимах з постійним або повільно змінним моментом навантаження, найбільшого поширення набув електропривод змінного струму на базі асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором, що споживає більше половини всієї електроенергії, що виробляється [12].

Широке застосування асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором (АД) в найбільш затребуваних у промисловості системах регульованого електроприводу (ЕП) можна пояснити його високою надійністю, обумовленою відсутністю щітково-колекторного вузла та постійних магнітів, простотою конструкції, малими габаритами та моментом інерції ротора, відсутністю комутаційних обмежень за швидкістю та струму і т. д. Найбільшого поширення у практиці побудови систем автоматичного управління (САУ) частотно-керованого асинхронного електроприводу, що реалізують задані статичні показники, на ранньому етапі отримав найпростіший пропорційний закон управління амплітудою напруги статора АД як функції його частоти [12]. Однак у [13] доведено, що за такого закону управління неможливо одночасно забезпечити задовільні механічні та енергетичні характеристики ЕП у широкому діапазоні змін частоти обертання та навантаження внаслідок впливу активного опору та індуктивності розсіювання статора АД.

У цьому розділі було розглянуто перспективніший принцип частотного векторного управління асинхронним ЕП [4–7], що дозволяє розглядати АД як двоканальний об'єкт (аналог двигуна постійного струму з незалежним збудженням) в координатній системі, яка орієнтована по вектору



потокосцеплення ротора. Векторне частотне керування асинхронними двигунами з короткозамкненим ротором дозволяє забезпечити незалежне керування модулем вектора потокосцеплення ротора та електромагнітним моментом. Завдяки цьому в системах векторного управління з'являється можливість реалізувати двозонне регулювання частоти обертання за аналогією з електроприводом постійного струму.

В даний час особливий інтерес для дослідження становлять граничні статичні характеристики АД, відповідні або номінальному значенню напруги двигуна, або максимальному значенню вихідної напруги інвертора перетворювача частоти (ПЧ) при заданому значенні напруги мережі для різних систем управління трифазним інвертором [8], що дозволяють оцінити можливість отримання необхідних швидкостей залежно від моменту навантаження в частотно-регульованому електроприводі з векторним управлінням.

## 2.1 Аналіз векторного методу частотного керування АД

Метою аналізу є визначення розрахункових граничних статичних характеристик двигуна  $\omega(M_{em})$  і  $\omega(I_{1\phi})$  у розімкнутій за координатою  $q$  системі перетворювач частоти – асинхронний двигун (ПЧ – АД) при заданому значенні потокосцеплення ротора, а також у замкнутій системі асинхронного електроприводу (АЕП) із частотним векторним керуванням при керованому потоці.

Векторні системи частотного управління асинхронними двигунами реалізуються на основі структурної схеми двофазного двигуна в системі обертових координат  $d, q$  [5]. У замкнутій системі векторного управління складова напруги  $U_{1d}$  підтримує сталість потокосцеплення ротора  $\Psi_{2d} = \text{const}$ , а складова напруги  $U_{1q}$  забезпечує рівність електромагнітного моменту двигуна статичному моменту на валу  $M_{em} = M_c + \Delta M_{сдв}$  в становленому режимі роботи.

Система автоматичного управління асинхронного електроприводу з частотним векторним управлінням являє собою дві незалежні, але взаємопов'язані системи регулювання: систему підтримки заданого значення потокозчеплення ротора за допомогою струму  $I_d$  і систему підтримки заданого значення швидкості за допомогою моменту (струму  $I_q$ ) двигуна. Система регулювання потокозчеплення двигуна є допоміжною та вирішує власні завдання системи керування приводу. Система регулювання швидкості є головною в системі управління електроприводу і забезпечує відповідність його характеристик вимогам, що висуваються до нього. Природно, що статичні режими роботи електроприводу як у розімкнутій, так і в замкнутій системі можуть розглядатися тільки при наступному допущенні: система регулювання потоку забезпечує сталість заданого потокового значення зчеплення ротора [5, 6].

Якщо при незмінній напрузі живлення асинхронного двигуна  $U_{1\phi} = \text{const}$  припустити, що система регулювання по координаті  $d$  підтримує сталість потокозчеплення  $\Psi_{2d}(I_{1d}) = \text{const}$ , то виконання умови  $M_{em}(I_{1q}) = M_{em\text{зад}}$  залежатиме не тільки від значення складової напруги

$$U_{1q} = \sqrt{(\sqrt{2} \cdot U_{1\phi})^2 - U_{1d}^2},$$

а й, насамперед, від значення кутовий швидкості обертання АД.

Таким чином, якщо при незмінному напрузі АД прийняти потокозчеплення рівним  $\Psi_{2d} = \Psi_{2d\text{зад}}$ , то можна розрахувати статичні характеристики двигуна  $\omega(M_{em})$  та  $\omega(I_{1\phi})$  у розімкнутій по координаті  $q$  системі ПЧ – АД при заданому значенні потокозчеплення.

Структурна схема АД в двофазній системі координат, що обертається  $d, q$  для статичного режиму роботи в асинхронному електроприводі за системою ПЧ - АД при частотному векторному управлінні наведена на рис. 2.1.

Система рівнянь, що описує структурну схему рис. 2.1, може бути представлена в наступному вигляді [14]:

$$M_{\text{эм}} = \frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{L'_2} \cdot z_p \cdot \Psi_{2d} \cdot I_{1d};$$

$$I_{1d} = \left( U_{1d} - \frac{L_m}{L'_2} \cdot z_p \cdot \Psi_{2d} \cdot \omega_{\text{дв}} - \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m} \cdot \Psi_{2d} \cdot \omega_{\text{ен1}} \right) \cdot \frac{1}{R_{1\text{э}}};$$

$$I_{1d} = \left( U_{1d} + \frac{L_m}{L'_2} \cdot R'_2 \cdot \Psi_{2d} \cdot \omega_{\text{дв}} + \sigma \cdot L_1 \cdot I_{1d} \cdot \omega_{\text{ен1}} \right) \cdot \frac{1}{R_{1\text{э}}};$$

$$\Psi_{2d} = I_{1d} \cdot L_m;$$

$$\omega_{\text{ен1}} = z_p \cdot \omega_{\text{дв}} + \frac{L_m}{L'_2} \cdot R'_2 \cdot \frac{I_{1d}}{\Psi_{2d}}.$$

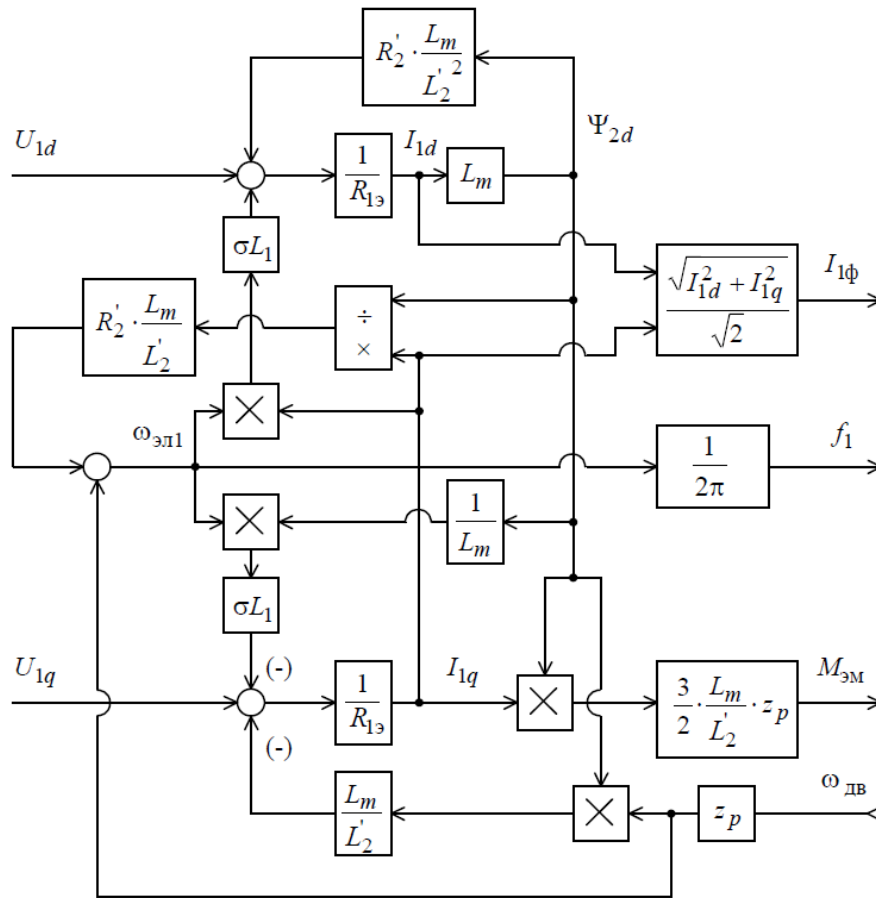


Рисунок 2.1. Структурна схема АД у двофазній обертовій системі координат  $d, q$  для статичного режиму роботи при векторному керуванні

Як відомо, при векторному управлінні змінюється як модуль, так і просторове положення вектора статора статора [10–13, 16]. Зміни вектора струму відбуваються таким чином, що проекція вектора струму статора  $\bar{I}_1$  АД на вісь  $d$ , орієнтовану по вектору потокозчеплення ротора  $\bar{\Psi}_2$ , залишається

незмінною і її можна визначити для першої зони регулювання швидкості обертання АД ( $f_1 < f_{1н}$ ) при потокозчепленні  $\Psi_{2d} = \Psi_{2н} = \text{const}$  наступним чином

$$I_{1d} = \frac{\Psi_{2н}}{L_m} = \text{const}. \quad (2.1)$$

Складова  $I_{1q}$  вектора струму статора  $\bar{I}_1$ , значення якої визначає момент двигуна, в режимі, що встановився, може бути знайдена з наступного виразу

$$I_{1q} = \frac{M_{ем}}{\frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{L_2'} \cdot z_p \cdot \Psi_{2н}}.$$

Для забезпечення умов (2.1) та (2.2) необхідно підтримувати значення напруг  $U_{1d}$  та  $U_{1q}$  відповідно до рівностей [14]:

$$U_{1d} = \left( R_{1e} \cdot I_{1d} - \frac{L_m}{L_2^2} \cdot \Psi_{2н} - \frac{\sigma \cdot R_2' \cdot L_m}{\Psi_{2d} \cdot L_2'} \cdot I_{d1}^2 - \sigma \cdot \omega_{дв} \cdot L_1 \cdot z_p \cdot I_{1d} \right); \quad (2.3)$$

$$U_{1q} = \left( R_{1e} + \frac{\sigma \cdot L_1 \cdot L_m}{L_2' \cdot \Psi_{2н}} \cdot R_2' \right) \cdot I_{1d} + \left( \frac{L_m}{L_2'} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m} \right) \cdot z_p \cdot \Psi_{2н} \cdot \omega_{дв}. \quad (2.4)$$

Чинне значення фазної напруги двигуна  $U_{1\phi}$  і його складові в двофазній системі координат, що обертається  $d, q$  пов'язані наступним співвідношенням

$$\left( \sqrt{2} \cdot U_{1\phi} \right)^2 = U_{1d}^2 + U_{1q}^2. \quad (3.5)$$

Наведені рівняння (2.1) – (2.5) дозволяють розрахувати статичну механічну  $\omega_{дв}$  ( $M_{ем}$ ) та електромеханічну  $\omega_{дв}$  ( $I_{1\phi}$ ) характеристику, а також залежність кутової швидкості від частоти мережі живлення  $\omega_{дв}$  ( $f_1$ ) для АД у розімкнутій по координаті  $q$  системі ПЧ – АД при незмінному значенні напруги живлення двигуна  $U_{1\phi} = \text{const}$ .

Крім того, рівняння (2.1)-(2.5) дозволяють визначити необхідне максимальне значення напруги  $U_{i,макс}$ , що забезпечує роботу двигуна при

заданих значеннях максимальної швидкості електроприводу та максимального моменту статичного навантаження.

Практичний інтерес представляє розрахунок граничних характеристик двигуна, відповідних або максимально допустимого значення напруги двигуна  $U_{1\phi_n}$  або максимального значення вихідної напруги перетворювача  $U_{i\phi_{\text{макс}}}$  при заданому значенні напруги мережі живлення. У першому з цих випадків передбачається, що напруга мережі живлення може бути вибрано за допустимим значенням  $U_{1\phi_{\text{макс}}}$ , у другому випадку - напруга мережі задано і в свою чергу визначає максимальне значення вихідної напруги перетворювача  $U_{i\phi_{\text{макс}}}$ .

## 2.2 Аналіз систем керування трифазних інверторів ПЧ

В даний час системи керування трифазних інверторів ПЧ реалізуються з простою синусоїдальною ШІМ, з синусоїдальною ШІМ і третьою гармонікою в керуючих сигналах, а також з векторною ШІМ. Системи з векторною ШІМ управляються синусоїдальними сигналами і мають характеристики, аналогічні синусоїдальної ШІМ з накладенням третьої гармоніки [18].

В електроприводах з частотним векторним керуванням система автоматичного керування електроприводу насамперед формує та підтримує постійним заданий (у першій зоні номінальний) потік АД, а потім формує необхідний момент [13]. При недостатній нарузі інвертора формування необхідних значень потоку АД і головним чином моменту можливе зміною ЕРС обертання, тобто за рахунок зменшення кутової швидкості АД, що в системі ПЧ - АД досягається зменшенням частоти вихідної напруги інвертора[22]:

$$f_1 = \frac{\omega_{\text{ен1}}}{2 \cdot \pi} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \left( \omega_{\text{дв}} \cdot z_p + \frac{I_{1d} \cdot L_m}{\Psi_{2d} \cdot L_2'} R_2' \right), \text{ Гц}$$

Таким чином, при векторному управлінні основним фактором при формуванні потоку та необхідного моменту АД є вихідна напруга інвертора,

значення якого можна визначити за його регулювальною характеристикою (рис. 2) і яка обмежена на рівні  $U_{i\phi} = U_{i\phi\text{макс}}$ .

Як видно із рис. 2.2, обмеження напруги інвертора позначається тільки у верхній частині діапазону регулювання швидкості та практично не впливає на роботу системи управління ПЧ у його нижній частині. На рис. 2.3 для асинхронного електродвигуна АВ250S6 наведені природна механічна характеристика 1 ( $f_1=50$  Гц і  $U_1=U_{1\text{фн}}=220$  В) і граничні механічні характеристики 2, 3 і 4 розімкнутої системи ПЧ – АД відповідно для наступних трьох випадків реалізації системи управління трифазним інвертором:

–  $U_c = 400$  В, синусоїдальна ШІМ з накладеною третьою гармонікою та  $k = 1,1547$  ( $U_{i\phi\text{макс}} = 220$  В);

–  $U_c = 380$  В, синусоїдальна ШІМ з накладеною третьою гармонікою та  $k = 1,1547$  ( $U_{i\phi\text{макс}} = 209,43$  В);

–  $U_c = 380$  В, проста синусоїдальна ШІМ ( $U_{i\phi\text{макс}} = 181,37$  В).  
Характеристика 5 являє собою статичну механічну характеристику двигуна, розраховану при  $U_{1\phi} = 181,37$  В і  $f_1 = 50 \cdot \frac{181,37}{220} = 41,22$  Гц . Слід зауважити, що

в наведених розрахунках величин напруг інвертора не враховано падіння напруги в ланцюзі інвертора і воно прийнято рівним  $U_{1\phi\text{макс}} = U_{i\phi\text{макс}}$  .

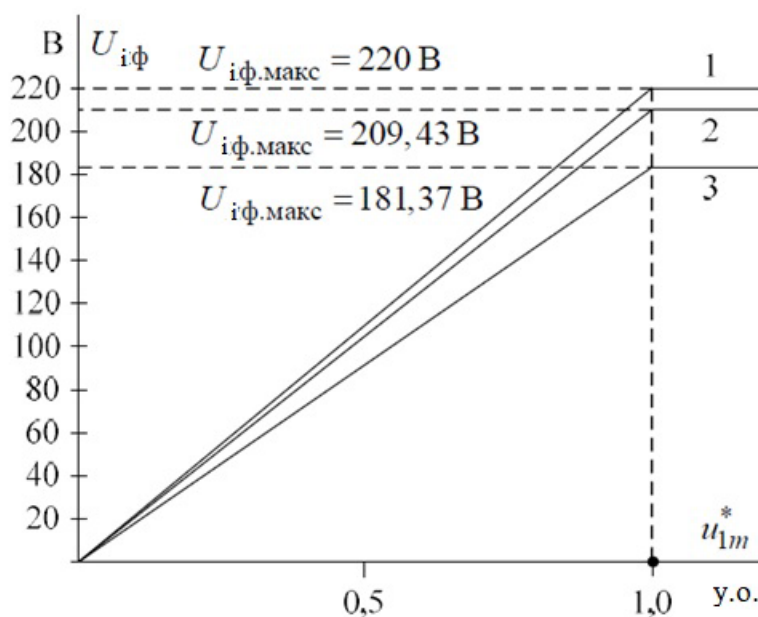


Рисунок 2.2 - Регулювальні характеристики інвертора напруги: 1 і 2 – синусоїдальна ШІМ з третьою гармонікою відповідно при  $U_c = 400$  В і  $U_c = 380$  В; 3 – проста синусоїдальна ШІМ та  $U_c = 380$  В

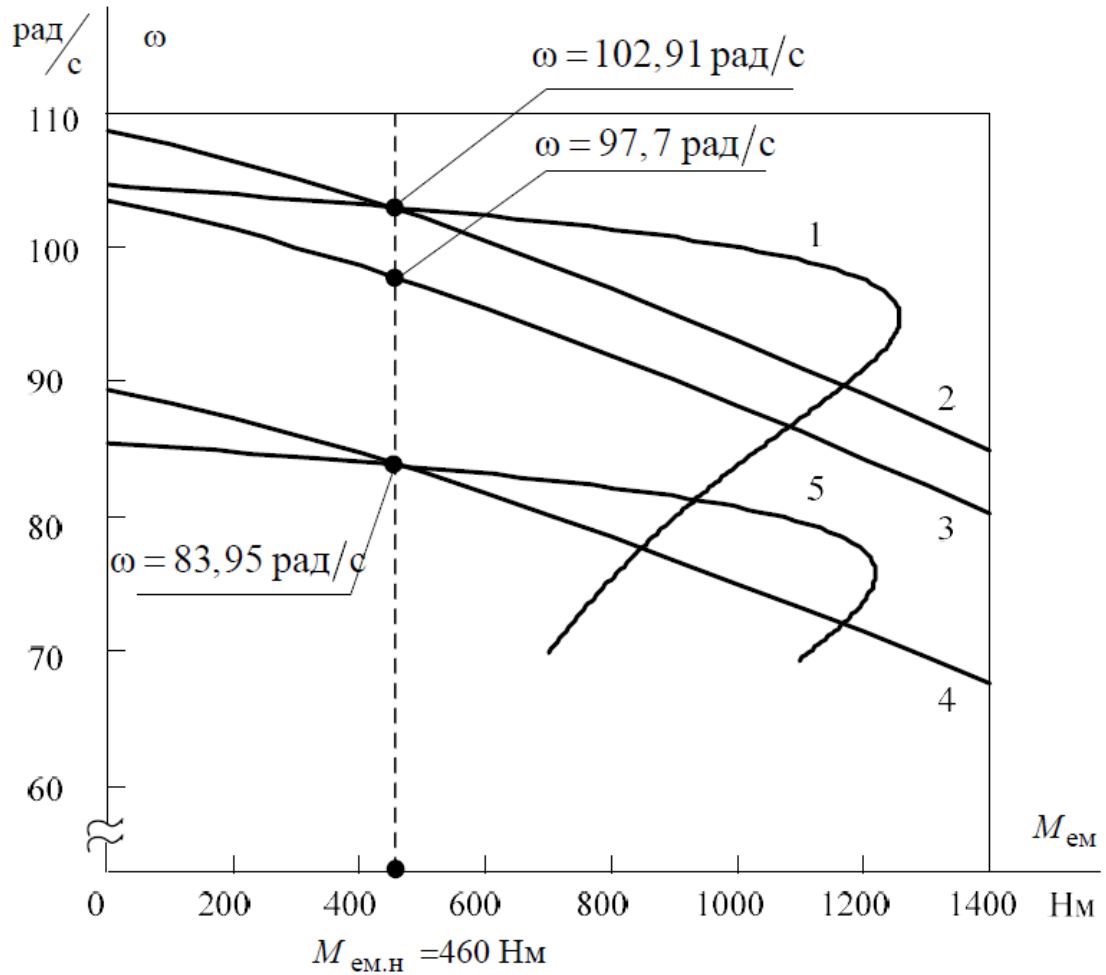


Рисунок 2.3- Статичні механічні характеристики електродвигуна АВ250S6:1 – природна характеристика при  $f_{1н} = 50$  Гц і  $U_{1фн} = 220$  В; 2, 3 і 4 – граничні характеристики розімкнутої системи ПЧ - АД при векторному керуванні відповідно при  $U_{1фмакс} = 220$  В,  $U_{1фмакс} = 209,3$  В і  $U_{1фмакс} = 181,37$ В; 5 – штучна характеристика при  $U_{1ф} = 181,37$  В та  $f_1 = 41,22$  Гц

Аналіз характеристик, представлених на рис. 2.3, показує, що при живленні ПЧ від мережі з номінальною напругою  $U_c 380$  В обмеження вихідної напруги інвертора призводить до істотного зменшення діапазону регулювання

швидкості обертання АД у верхній частині зони регулювання при номінальному моменті навантаження до значення швидкості

$$\omega_{\text{епмакс}} < \omega_{\text{двн}} \cdot \frac{U_{\text{іфмакс}}}{U_{\text{1фн}}}, \text{ рад/с,}$$

і зменшення перевантажувальної здатності електроприводу на високих .

На рис. 2. 4 наведено статичні механічні характеристики замкнутої системи електроприводу з частотним векторним керуванням асинхронним двигуном АВ250S6, отримані за наступних умов:  $U_{\text{1фмакс}} = 209, 43 \text{ В}$  , максимальний допустимий струм  $I_{\text{епмакс}} = 170 \text{ А}$ , які відповідають максимальному електромагнітному моменту двигуна  $M_{\text{еммакс}} = 945 \text{ Н}\cdot\text{м}$ . Як видно із рис. 3.4, гранична характеристика 2 розімкнутої системи обмежує максимальну швидкість АЕП у першій зоні регулювання залежно від моменту навантаження. Наприклад, при моменті  $M_{\text{емн}} = 460 \text{ Н}\cdot\text{м}$  кутова швидкість у точці 2 (т. 2) обмежена значенням  $\omega_2 = 97,7 \text{ рад/с}$  , а при максимальному моменті двигуна  $M_{\text{ем.макс}} = 945 \text{ Н}\cdot\text{м}$  , – значенням швидкості в точці 1 (т. 1)  $\omega_2 = 89 \text{ рад/с}$  .

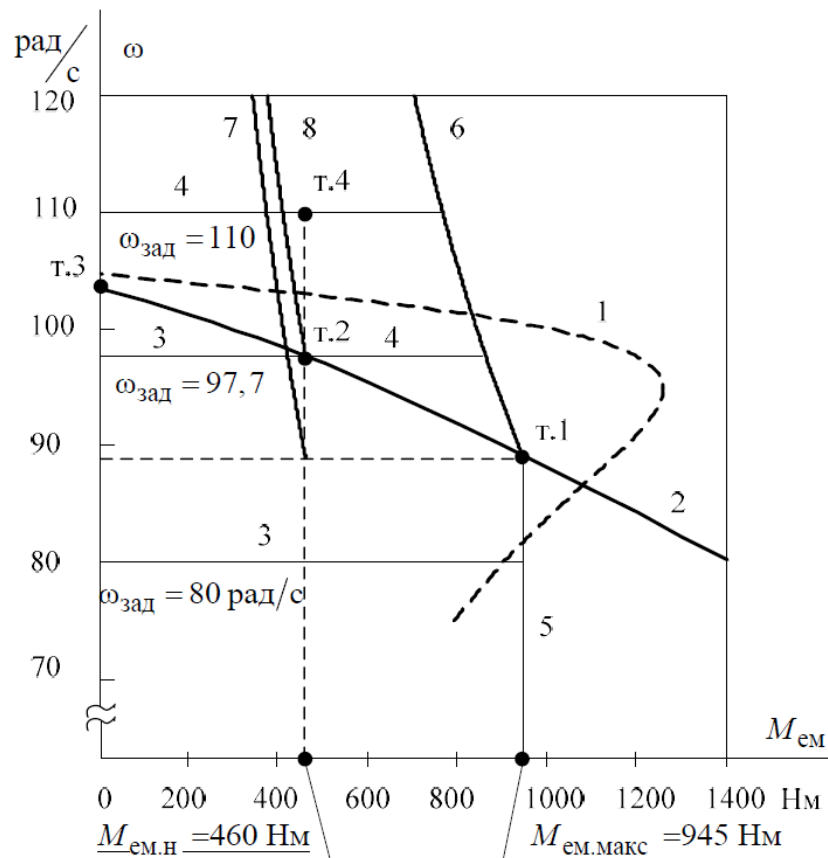




Рисунок 2.4 – Статичні механічні характеристики асинхронного електроприводу з частотним векторним керуванням: 1 – природна характеристика двигуна АВ250S6; 2 – гранична характеристика розімкненої системи при  $U_{1ф\max} = 209,43\text{В}$ ; 3, 4 – граничні характеристики замкненої системи у першій та другій зонах; 5, 6 – характеристики короткочасно допустимої роботи; 7, 8 – характеристики тривало допустимої роботи

Знаючи параметри АД і задаючись значеннями моменту навантаження та кутової швидкості обертання двигуна, наприклад  $M = M_{\text{емн}}$  та  $\omega = \omega_{\text{двн}}$ , за виразами (2.1)–(2.5) можна визначити необхідні значення напруг  $U_{1d}$  та  $U_{1q}$  для роботи АД в заданій точці, а потім напруги інвертора, ланки постійного струму та мережі живлення за наступними виразами [19]:

$$U_{1ф\max} = 1,05 \cdot \frac{\sqrt{U_{1d}^2 + U_{1q}^2}}{\sqrt{2}};$$

$$U_d = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot U_{1ф\max}; \quad U_c = \frac{U_d}{1,35},$$

де коефіцієнт 1,05 враховує падіння напруги ланцюга інвертора.

Для асинхронного двигуна АВ250S6 виконання вказаних вище значень навантаження і швидкості може бути забезпечене інвертором з синусоїдальної ШІМ з накладеною третьою гармонікою і  $k = 1,1547$  тільки при нарузі інвертора  $U_{1ф\max} > U_{1фн} = 220\text{В}$ , що можливо при живленні ПЧ від мережі з напругою  $U_c > 420\text{В}$  [18].

Необхідну максимальну кутову швидкість асинхронного двигуна при частотному векторному управлінні в електроприводі можна отримати якщо:

– живити ПЧ від мережі з напругою  $U_c \geq 420\text{В}$ , обмеживши максимальне значення напруги інвертора на рівні  $U_{1ф\max} = 1,05 \cdot U_{1фн}$ , підтримуючи значення коефіцієнта  $k$  відповідно до виразу

$$k = \frac{\sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot 1,05 \cdot U_{1фн}}{U_d} \cdot 1,1547 \leq 1,1547;$$

– збільшити амплітуду керуючих сигналів  $u_{1m}^* \geq 1$  при напрузі мережі  $U_c < 420$  В, що дозволяє підвищити приблизно на 10 % максимальне значення вихідної напруги інвертора, але що призводить до суттєвого зростання у вихідному сигналі інвертора (аналогічно інвертору з  $\pi$ - комутацією) вищих старших (старше третьої) гармонік (п'ятої до 20 %, сьомої – до 14,3 %);

– при напрузі мережі  $U_c < 420$  В вибрати двигун із запасом по потужності та працювати з постійно ослабленим потоком або, що більш доцільно, реалізувати двозонне регулювання швидкості з ослабленням потоку тільки у другій зоні при швидкості вище основної відповідно до виразу

$$\Psi_{2d \text{ зад}} = \Psi_{2н} \frac{\omega_{\text{поч}}}{\omega}, \text{ при умові } \omega \geq \omega_{\text{поч}},$$

де  $\omega_{\text{поч}}$  – обране значення початкової швидкості ослаблення поля. Тут під основною швидкістю розуміються значення швидкості, що відповідають граничній характеристиці розімкнутої системи за фактичних значень моменту навантаження.

З умови максимальної швидкодії ослаблення поля слід розпочинати при початковій швидкості в точці (т. 1)  $\omega_{\text{поч}} = \omega_1$  (див. рис. 2.4). Проте в цьому випадку в режимах роботи АД, що встановилися, матиме істотно ослаблений потік збудження. Так, наприклад, при роботі АД у точці (т. 2) з моментом  $M_{\text{см}} = 460$  Н·м і кутовою швидкістю  $\omega_2 = 97,7$  рад/с значення потোকосцеплення, що встановилося, буде дорівнювати

$$\Psi_{2d} = \Psi_{2н} \frac{\omega_1}{\omega_2} = 0,9 \cdot \Psi_{2н}$$

при потрібному значенні

$$\Psi_{2d} = \Psi_{2н} \frac{\omega_1}{\omega_2} = \Psi_{2н} \cdot$$

Аналогічно при роботі АТ у точці (т. 4) з кутовою швидкістю  $\omega_4 = 110$  рад/с значення потোকосцеплення, що встановилося, буде дорівнює

$$\Psi_{2d} = \Psi_{2н} \frac{\omega_1}{\omega_2} = 0,73 \cdot \Psi_{2н}$$

при потрібному значенні

$$\Psi_{2d} = \Psi_{2н} \frac{\omega_1}{\omega_2} = 0,89 \cdot \Psi_{2н} .$$

З викладеного вище слід, що значення початкової швидкості ослаблення поля необхідно вибирати за фактичним значенням електромагнітного моменту двигуна і змінювати її відповідно до змін моменту. Таким чином, початкова швидкість ослаблення потоку АД є функцією електромагнітного моменту

$$\omega_{\text{поч}} = f(M_{\text{ем}}, U_{1\text{ф макс}})$$

і є граничною характеристикою при фактичному значенні напруги  $U_{1\text{ф макс}}$ , наприклад характеристика 2 на рис. 3 при  $U_{1\text{ф макс}} = 220$  В.

При змінах напруги мережі та навантаження АД (споживаного двигуном струму) значення початкової швидкості ослаблення потоку АД додатково залежатиме від фактичної напруги на ланці постійного струму  $U_d$  та визначається наступною залежністю

$$\omega_{\text{поч}} = f(M_{\text{ем}}, U_{\text{іф макс}} = 1,05 \cdot U_{1\text{фн}}) \cdot \frac{U_d}{\sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot U_{1\text{фн}}},$$

де  $U_d < 420$  В.

Структурна схема блоку формування завдання на вході контуру регулювання поточозчеплення ротора в системі векторного частотного управління двозонного асинхронного електроприводу наведено на рис. 2.5.

Функціональний перетворювач ФП формує граничну характеристику розімкнutoї системи АЕП при максимальній напрузі інвертора  $U_{\text{іф макс}} = 1,05 \cdot U_{1\text{фн}}$ :

$$\omega_{\text{поч}}^* = f(M_{\text{ем}}, U_{\text{іф макс}} = 1,05 \cdot U_{1\text{фн}}) . \quad (2.7)$$

Для забезпечення працездатності пристрою керування поточозчепленням необхідно виконати такі умови:



На рис. 2.6 представлені залежності споживаного асинхронним двигуном АВ250S6 струму при роботі із заданою швидкістю  $\omega_{\text{зад}} = 0,9 \omega_{\text{ном}}$  і наступних значеннях завдання потокозчеплення ротора:

характеристика 1 –  $\Psi_{2\text{зад}} = \Psi_{2\text{н}}$ ,

характеристика 2 –  $\Psi_{2\text{зад}} = 0,8 \cdot \Psi_{2\text{н}}$ ,

характеристика 3 –  $\Psi_{2\text{зад}} = 0,6 \cdot \Psi_{2\text{н}}$ .

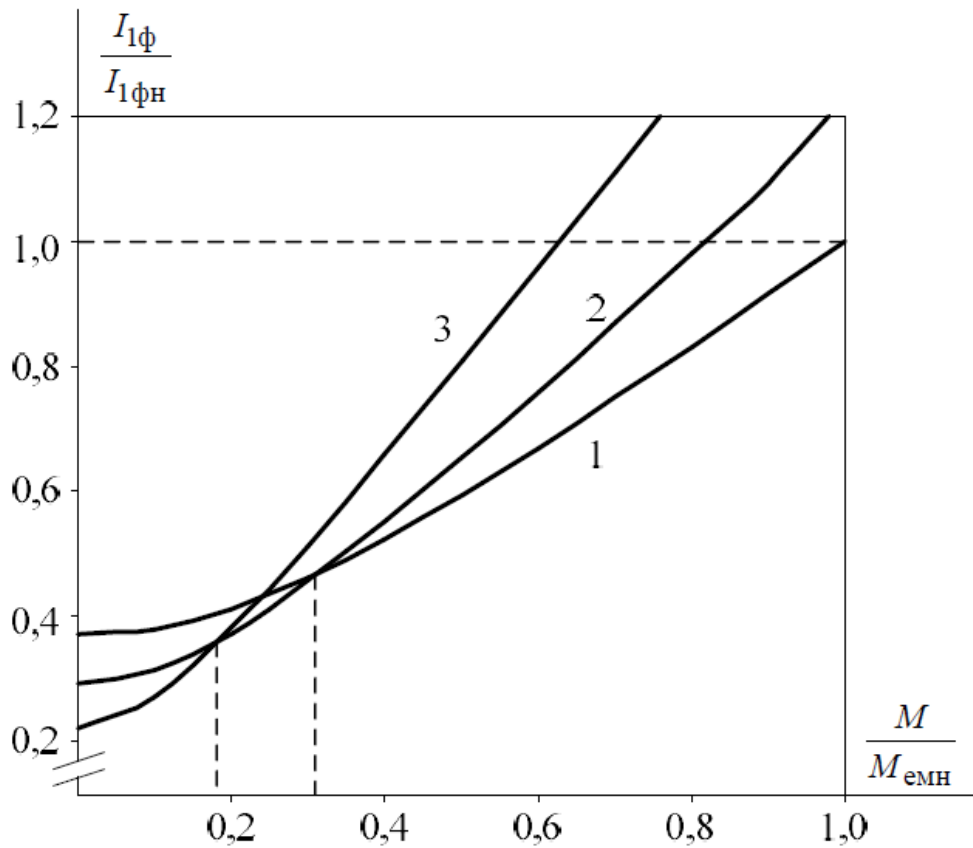


Рисунок 2.6 - Залежність струму, споживаного АД, від моменту навантаження при: 1 –  $\Psi_2 = \Psi_{2\text{н}}$ ; 2 –  $\Psi_2 = 0,8 \cdot \Psi_{2\text{н}}$ ; 3 –  $\Psi_2 = 0,6 \cdot \Psi_{2\text{н}}$

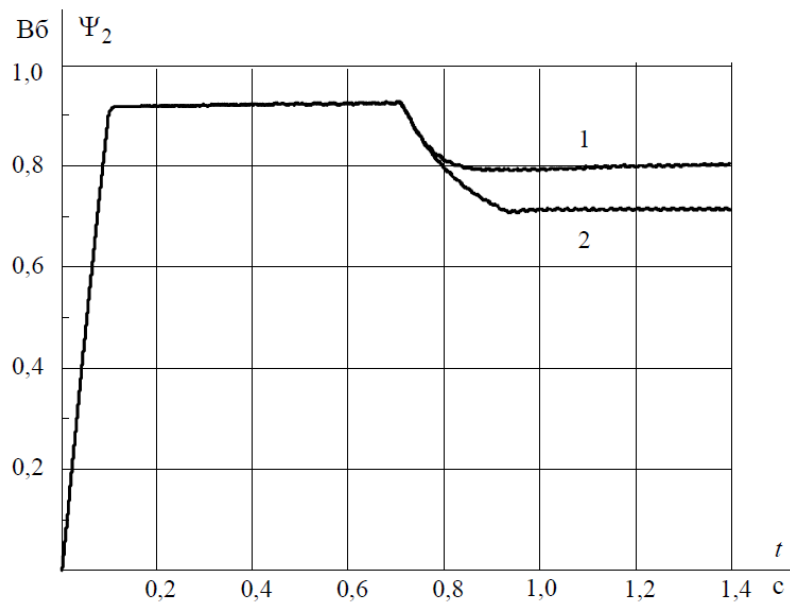


Рисунок 2.7- Графіки зміни потокозчеплення  $\Psi_2(t)$  при відпрацюванні завдання

$\omega_{зад} = 110$  рад/с у двозонному електроприводі: 1 –  $\omega_{поч} = f(M_{ем})$ ; 2 –  $\omega_{поч} = const$ .

Для зменшення струму, що споживається АТ, та виключення його теплового перегріву при великих навантаженнях слід задавати номінальне значення потокозчеплення. При малих навантаженнях, навпаки, доцільно зменшувати значення завдання потокозчеплення.

На рис. 2.7 наведено графіки зміни потокозчеплення при відпрацюванні завдання  $\omega_{зад} = 110$  рад/с у двозонному частотно-керованому електроприводі. Системи АЕП з постійним значенням швидкості початку ослаблення поля  $\omega_{поч} = \omega_1$  характеризуються дещо більшою швидкістю в другій зоні регулювання, проте потік двигуна в режимі, що встановився, виявляється надмірно ослабленим (характеристика 2 на рис. 2.7). Основною перевагою систем з вибором швидкості початку ослаблення поля в залежності від електромагнітного моменту двигуна  $\omega_{поч} = f(M_{ем})$  є забезпечення оптимального значення потокозчеплення в режимах роботи електроприводу, що встановилися (характеристика 1 на рис. 2.7). Це зменшує споживаний двигуном струм від інвертора і дозволяє забезпечити більший момент при

номінальному струмі двигуна в режимі, що встановився (характеристика 8 на рис. 2.4).

Динамічні характеристики, представлені в [18] АЕП із частотно-векторним управлінням, підтверджують більш високу ефективність роботи АЕП із керованим потоком АД. Причому АЕП із постійним значенням швидкості початку ослаблення потоку АТ  $\omega_{\text{поч}} = \omega_1$  характеризуються дещо більшою швидкодією у другій зоні регулювання.

### Висновки по другому розділу

1. Встановлено, що при недостатній вихідній напрузі інвертора ПЧ формуються необхідні значення потоку АД і його моменту в асинхронному електроприводі з частотним векторним управлінням забезпечується зменшення його кутової швидкості за рахунок зменшення вихідної частоти  $f_1$  перетворювача частоти.

2. Виявлено, що при недостатній напрузі мережі доцільним для системи ПЧ – АД є реалізація двозонного регулювання швидкості АД для забезпечення умови  $\omega_{\text{епмакс}} = \omega_{\text{двн}}$ , причому початкову швидкість ослаблення потоку АД слід вибрати в залежності від фактичного значення електромагнітного моменту АД, використовуючи для цього граничну статичну характеристику розімкнутої за швидкістю системи ПЧ – АД.

3. Доведено, що основною перевагою систем управління АЕП з вибором швидкості початку ослаблення потоку АД в залежності від електромагнітного моменту двигуна  $\omega_{\text{поч}} = f(M_{\text{ем}})$  є можливість підтримання оптимального значення потокозчеплення в режимах роботи АЕП, що встановилися, що дозволяє забезпечити більший момент при номінальному струмі в режимі, що встановився.

4. Для зменшення струму, що споживається АД, та виключення його теплового перегріву при великих навантаженнях слід задавати номінальне значення потокозчеплення, а при малих навантаженнях зменшувати значення завдання потокозчеплення.

## РОЗДІЛ 3

ПІДТРИМКА ПОСТІЙНОГО КПД АСИНХРОННОГО ДВИГУНА  
ЗА РАХУНОК ЧАСТОТНОГО РЕГУЛЮВАННЯ

Застосування регульованого асинхронного двигуна з частотним управлінням на електростанціях для механізмів власних потреб, які мають порівняно невелику потужність, визнано в даний час найбільш перспективним як в нашій країні, так і за кордоном [11, 12]. Разом з тим виявляються суттєві недоліки, що склалися за багато десятків років і прийнятою в літературі методики визначення статичних робочих характеристик асинхронного двигуна, в том числі регульованого при постійній потужності, що ускладнює його ефективне використання і викликає необхідність внесення деяких коректив до асинхронної теорії електроприводу на рівні основ електромеханіки [3].

Використовуємо схему заміщення асинхронної машини при рівному ефективному числі витків фаз статора та ротора, коли основні електричні рівняння двигуна в режимі, що встановився, безпосередньо призводять до Т-образній схемою заміщення (рис.3.1), згідно векторним рівностям [4]:

$$\dot{U} = R_1 \dot{I}_1 + j(x_1 + x_m) \dot{I}_1 + jx_m \dot{I}_2; \quad (3.1)$$

$$0 = jx_m \dot{I}_1 + \frac{R_2}{s} \dot{I}_2 + j(x_2 + x_m) \dot{I}_2; \quad (3.2)$$

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_1 + \dot{I}_2. \quad (3.3)$$

Тут  $s = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0}$  - ковзання ротора;  $\omega_0$  – синхронна кутова швидкість;  $\omega$  - кутова швидкість двигуна.

На схемі заміщення на рис. 3.1 не враховується активний опір намагнічування ланцюгів, так як він незначно впливає на розподіл струмів, але за рахунок цього суттєво спрощуються кінцеві формули. Разом з тим, при розгляді енергетичних процесів двигуна, коли в рівняннях зв'язуються



порівняні за значенням величини, втрати в цьому опорі, які виражають втрати в сталі, неодмінно повинні враховуватися, що підвищує надійність розрахункових формул.

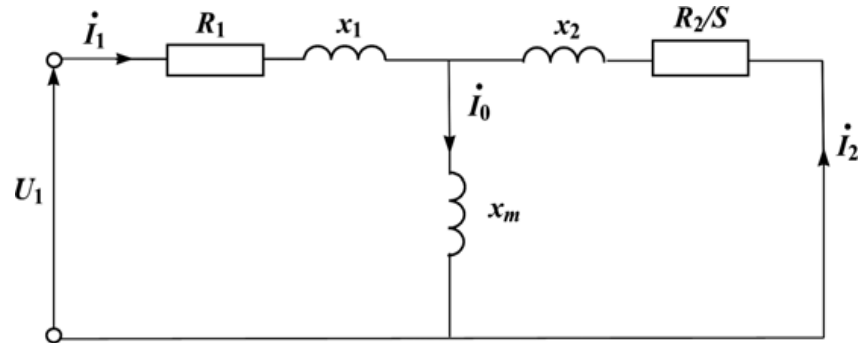


Рисунок 3.1. Еквівалентна Т-подібна схема заміщення однієї фази асинхронної машини

Початкові залежності (1.1) - (1.3) доповнюються в електроприводі рівнянням механічного рівноваги (рівнянням моментів), які в руховому режимі представляється в вигляді [5]

$$M_{\text{ел}} = M_C + \Delta M_{\text{мех}} \quad (1.4)$$

де  $M_{\text{ел}} = \frac{3R_2 I_2^2}{s\omega_0}$  – електромагнітний момент який розвивається двигуном,  $M_C$

– статичний момент навантаження на валу;  $\Delta M_{\text{мех}} = A + B\omega$  – момент механічних втрат двигуна,  $A$  і  $B$  – константи.

З допомогою схеми заміщення знаходяться наступні рівняння напруги і струмів асинхронної машини [4]

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_1}{R_1 + jx_1 + \frac{jx_m(R_2/s + jx_2)}{R_2/s + j(x_2 + x_m)}}; \quad (1.5)$$

$$\dot{I}_2 = \frac{jx_2}{R_2/s + j(x_2 + x_m)} \cdot \dot{I}_1; \quad (1.6)$$

$$\dot{I}_0 = \frac{R_2/s + jx_2}{R_2/s + j(x_2 + x_m)}. \quad (1.7)$$

Залежності (1.5) – 1.7) приводять до розрахункових формул при зверненні

до скалярним величин. Однак їх безпосереднє використання при розгляді руху асинхронного двигуна, що регулюється двома каналами (змінюю підведеної напруги і його частоти), стає скрутним без переходу до відносним величин. Дане завдання має також самостійне значення, так як до цих пір в повній мірі не була вирішена в теорії асинхронного електроприводу [17].

Приймаємо за базові номінальні значення струму статора  $I_{1н}$ , синхронної швидкості  $\omega_{0н}$  і частоти  $f_{1н}$  підведеної напруги.

Складаємо початкові співвідношення:

$$i_1 = \frac{I_1}{I_{1н}}; \quad \varepsilon = \varepsilon_1 = \frac{f_1}{f_{1н}}; \quad v = \frac{\omega}{\omega_{0н}}. \quad (1.8)$$

У рівняннях (3.1), (3.2) індуктивні опори визначаються рівностями:  $x_1 = l_1\omega_0$ ;  $x_2 = l_2\omega_0$ ;  $x_m = L_m\omega_0$ , в яких  $l_1$  та  $l_2$  позначають індуктивності розсіювання фази статора та ротора, а  $L_m$  – індуктивність контуру намагнічування.

За допомогою відносин (3.8) замість формул (3.1), (3.2) отримуємо їх вирази в відносних величин:

$$\dot{i}_1 = \rho_1 i_1 + j(\sigma_1 + 1)\varepsilon i_1 + j\varepsilon i_2; \quad (1.9)$$

$$0 = j\varepsilon i_1 + \frac{1}{s}\rho_2 i_2 + j(\sigma_2 + 1)\varepsilon i_2, \quad (1.10)$$

$$\text{де } s = 1 - \frac{v}{\varepsilon}; \quad i_2 = \frac{I_2}{I_{1н}}; \quad \varepsilon_1 = \frac{l_1}{L_m} = \frac{x_1}{x_m}; \quad \varepsilon_2 = \frac{l_2}{L_m} = \frac{x_2}{x_m}; \quad u_1 = \frac{U_1}{E_{0н}};$$

$$\rho_1 = \frac{I_{1н}R_1}{E_{0н}}; \quad \rho_2 = \frac{I_{1н}R_2}{E_{0н}};$$

$$E_{0н} = \omega_{0н}L_mI_{1н} = \omega_{0н}\Psi_{1н}.$$

З умови  $s = 0$  визначається у відносних величинах синхронну швидкість ідеального холостого ходу двигуна  $v_0 = \frac{\omega_0}{\omega_{0н}} = \varepsilon$ . Також  $s\varepsilon = \varepsilon - v = \varepsilon_2 = \frac{f_2}{f_{1н}}$  де  $f_2$  – частота струму ротора та  $\varepsilon_2$  – її відносне вираз.

Тут  $E_{0н}$  фізично означає діюче значення базової ЕРС, наведеної у фазі статора при номінальній синхронній швидкості ідеального холостого ходу  $\omega_{0н}$  та номінальному струмі статора  $I_{1н}$  при магнітному потоці (потокозчепленні)

$\psi_{1H}$ . Базовій ЕРС відповідає також базова електромагнітна потужність  $P_{ел.0H} = E_{0H} I_{1H}$  та базовий електромагнітний момент  $M_{ел.0H} = P_{ел.0H} \omega_{0H}$ .

Рівняння струмів (3.3) з урахуванням (3.9) перепишеться у вигляді

$$i_0 = i_1 + i_2 \quad (3.11)$$

Із рівнянь (3.9-3.11) визначаються залежності між відносними струмами і напругами, аналогічні (3.5-3.8):

$$i_1 = \frac{\dot{u}_1}{\rho_1 + j(\sigma_1 + 1)\varepsilon + \frac{jx_m(\rho_2/s + jx_2)}{\rho_2/s + j(x_2 + x_m)}}; \quad (3.12)$$

$$i_2 = \frac{j\varepsilon i_1}{\rho_2/s + j\varepsilon(\sigma_2 + 1)}; \quad (3.13)$$

$$i_0 = \frac{\rho_2/s + j\varepsilon\sigma_2 i_1}{\rho_2/s + j\varepsilon(\sigma_2 + 1)}. \quad (3.14)$$

Розглядаючи рівняння (3.12) – (3.14) стосовно номінального режиму, коли  $i_{1H}=1$ ,  $\varepsilon_H=1$ ,  $v_H=\omega_H/\omega_{0H}$  і  $s_H=1-v_H$ , і переходячи до скалярних величин, знайдемо значення відносної номінальної напруги  $u_{1H}$  та струмів  $i_{2H}$ ,  $i_{0H}$ .

Переходячи в рівнянні механічної рівноваги двигуна (3.5) до відносним величинам (3.9), отримуємо

$$\mu_{ел} = \frac{3\rho_2 i_2^2}{\varepsilon - v} = \mu_c + \Delta\mu_{мех}, \quad (3.15)$$

$$\text{де } \Delta\mu_{мех} = \alpha + \beta v; \quad \alpha = \frac{A}{M_{ел0H}}; \quad \beta = \frac{B\omega_{0H}}{M_{ел0H}}; \quad \mu_c = \frac{M_c}{M_{ел0H}}$$

У асинхронної машині електромагнітний момент  $M_{ел}$  дорівнює механічному моменту двигуна  $M_{мех}$ , який визначається за механічною потужності  $P_{мех}$  та швидкості двигуна  $\omega$ :

$$M_{ел} = M_{мех} = \frac{P_{мех}}{\omega}. \quad (3.16)$$

При заданих величинах моменту на валу  $M$  і частот  $\omega_1$  та  $\omega_2$  неважко визначити втрати в АД:

$$\Delta p = M \frac{\omega_2 \left[ (r_2')^2 + s^2 (\omega_1 x_2')^2 + (r_1 + r_2') s_2 r_m' \right]}{C_M r_2' r_m' (1-s)s} + p_{\text{мех}},$$

де  $p_{\text{мех}}$  – механічні втрати в вибраній робочій точці.

Вираз (3.17) буде мати мінімум при [14]

$$s_{\text{опт}} = \frac{r_2' \sqrt{(r_2')^2 + (\omega_1 x_2')^2 + (r_1 + r_2') r_m'} - (r_2')^2}{(\omega_1 x_2')^2 + (r_1 + r_2') r_m'}.$$

Нашою метою є виявлення способів частотного управління АТ, застосування яких дозволило б правильно вибирати АТ та оптимізувати режими його роботи за критерієм втрат у АТ. Записавши сумарні електричні втрати та втрати у сталі

$$\begin{aligned} P_{\text{эм}} &= P_{\text{см}} + P_{\text{эл1}} + P_{\text{эл2}} = \\ &= \frac{U_{\text{ном}}^2 \gamma^2}{R_{\alpha\beta}^2} \left\{ \left[ m_1 r_1 (1 + \tau_2)^2 + \frac{K_{\text{см}} \alpha x_2' \alpha}{C_1^2 f_{1\text{ном}}} + m_1 r_2' \right] \frac{\beta}{r_2'} + \right. \\ &\quad \left. + m_1 \left[ \frac{r_1}{x_0^2} + \frac{K_{\text{см}} \alpha \alpha}{C_1^2 f_{1\text{ном}}} \right] \frac{r_2'}{\beta} + m_1 \beta \right\} \end{aligned}$$

і представивши більш компактному і наочному вигляді електромагнітні втрати в ненасиченому АТ

$$P_{\text{эм}} \omega = I_{\text{н}} M (A + \beta B / \beta),$$

А. А. Булгаков показав, що  $P_{\text{эм}}$  ростуть пропорційно до моменту і в залежності від абсолютного ковзання ( $\beta$ ) мають екстремум.

Тут  $P_{\text{эл1}}$ ,  $P_{\text{эл2}}$  - електричні втрати в обмотках статора і ротора;  $P_{\text{см}}$  – втрати у сталі;  $\omega_{1\text{н}}$  - номінальна кутова швидкість поля статора;  $M$  - електромагнітний момент двигуна;  $\beta$  - відносний параметр абсолютного ковзання;  $r_2'$  - активний опір ротора;  $x_0$  – індуктивний опір контуру намагнічування;  $r_1$  - активний опір статора;  $x_2'$  - індуктивний опір ротора;  $m_1$  - Число фаз обмотки статора;  $\alpha$  - відносна частота статора;  $C_1$  – конструктивна стала статора;  $\tau_2$  - коефіцієнт

розсіювання ротора;  $f_{1ном}$  – номінальна частота струмів статора;  $K_{ст\alpha}$  – коефіцієнт втрат у сталі залежить від частоти;  $U_{ном}$  – номінальна напруга статора;  $\gamma$  – відносна напруга статора;

$$R_{\alpha\beta} = \frac{m_1 U_{ном}^2 \gamma^2}{\omega_{1H} M}$$

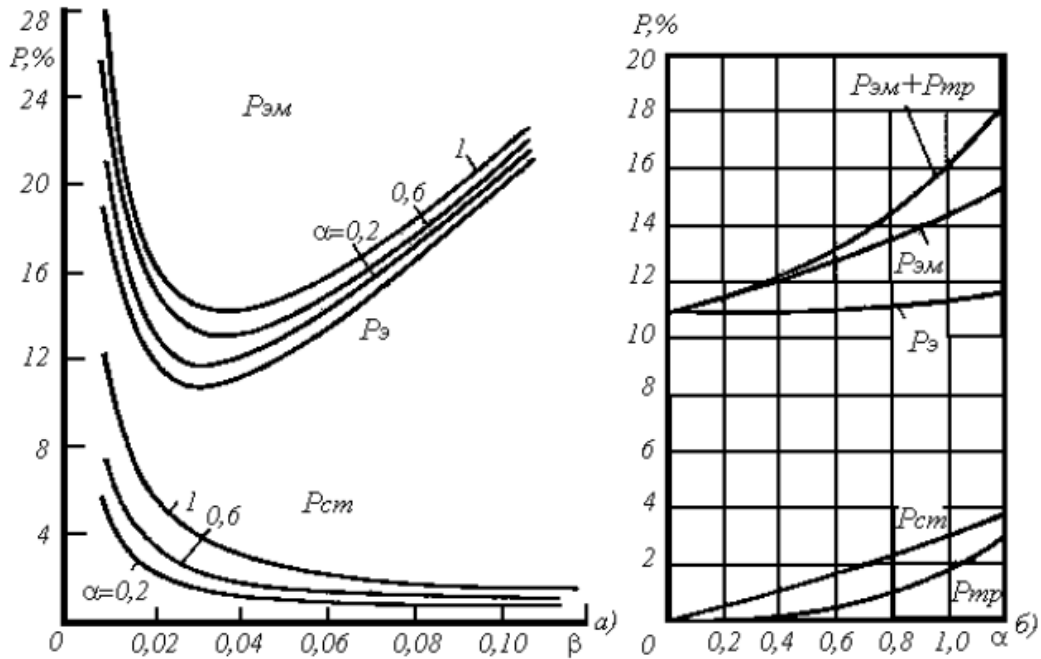


Рисунок 3.2. Криві втрат залежно від параметра абсолютного ковзання (а) і від частоти (б)

Дослідження (3.20) на екстремум дозволило визначити, що  $P_{ем}$  мають мінімум при деякому критичному значенні  $\beta$  [21]:

$$\beta_{крp} = \sqrt{\frac{B}{A}} = r_2' \sqrt{\frac{m_1 r_1 / x_0^2 + \frac{K_{ст\alpha}}{C_1^2 f_{1ном}} \cdot \alpha}{m_1 [r_1 (1 + \tau_2)^2 + r_2'] + \frac{K_{ст\alpha} x_2'}{C_1^2 f_{1ном}} \cdot \alpha}} \quad (3.21)$$

На рис. 3.2,а показані у відносних одиницях криві втрат залежно від параметра абсолютного ковзання при трьох значеннях параметра частоти  $\alpha = 1, 0,6$  і  $0,2$  (внизу побудовані криві втрат у сталі). На рис. 3.2 б показано вплив частоти на втрати в режимі їх мінімуму, тобто. при  $\beta_{крp}$ .

Отже, АТ "працюватиме з мінімальними електромагнітними втратами при будь-якому моменті і будь-якій частоті статора  $\alpha$ , якщо змінювати напругу  $\gamma$

так, щоб абсолютне ковзання  $\beta$  мало критичне значення  $\beta_{kpp}$ , що залежить від частоти" [13]. Це положення було підтверджено іншими авторами та доповнено з урахуванням насичення, яке впливає на  $\beta_{kpp}$  [15].

Відомо, що з насиченням АТ збільшуються втрати через збільшення втрат у сталі відповідно до залежності

$$\begin{aligned} P_{ст} &= (K_2 + K_{ex} f_{I_{ном}} \alpha) \Phi^2 f_{I_{ном}} \alpha = \\ &= K_{ст} \alpha \Phi^2 f_{I_{ном}}, \end{aligned}$$

де  $K_2$  - коефіцієнт втрат у сталі, що враховує вплив на гістерезис;  $K_{ex}$  - коефіцієнт втрат у сталі, що враховує вплив вихрових струмів;  $\Phi$  - магнітний потік АТ, та збільшення електричних втрат в обмотках статора через швидке зростання з підвищенням струму намагнічування (рис.3. 3).

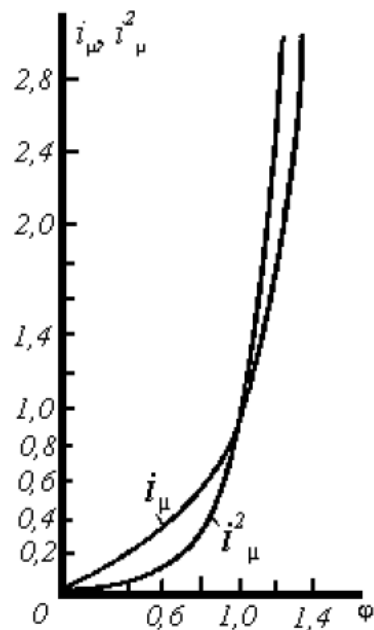


Рисунок 3.3. Залежність струму намагнічування і його квадрату від потоку

При цьому головну роль у збільшенні втрат грає не потік, а струм намагнічування, зростання якого обмежує допустиме збільшення потоку і, отже, втрат у сталі [13]. Тому відповідно до рекомендацій в [16] для з'ясування впливу насичення на втрати в [13] первинний струм розділений на складову від навантаження ( $I'_2$ ) і складову намагнічування - струм збудження ( $I_0$ ):

$$I_1^2 \approx I_2'^2 + I_2^0$$

Для врахування насичення електричні втрати збудження за рекомендацією [15] поєднують із втратами сталі в загальні втрати збудження

$$P_v = (K_{ev} + K_{cm} = \Phi) \alpha_\alpha K_v \Phi \alpha^2$$

де

$$K_{ev} = m_1 r_1 \left( \frac{C_1 f_{1ном}}{x_0} \right)^2$$

Зі збільшенням потоку втрати збудження швидко зростають, це [15] запропоновано враховувати емпіричним змінним значенням  $\chi \geq 2 \dots 5$  (при сильному насиченні  $\chi \geq 5$ ) (рис. 3).

Сумарні втрати АТ

$$P_\Sigma = K_n \frac{M^2}{\Phi^2} + K_{v\alpha} \Phi^\chi + K_{zap} \Phi^2 + P_{mex},$$

монотонно зростаючи з частотою, прихованою в коефіцієнтах, мають мінімум при деякому оптимальному (екстремальному, критичному) значенні потоку  $\Phi_k$  [2, 3]:

$$P_{\Sigma min} = K_n \frac{M^2}{\Phi_k^2} + K_v \Phi_k^\chi + K_{zap} \Phi_k^2 + P_{mex},$$

тут

$$K_n = P_{ном} \frac{\Phi_{ном}^2}{M_{ном}^2}, \quad K_v = \frac{P_{v.ном}}{\Phi_{ном}^\chi},$$

$$K_{zap.ном} = \frac{P_{zap.ном}}{\Phi_{ном}^2}$$

-коефіцієнти втрат, відповідно. повних навантажувальних, збудження і "гармонічних" (мають характер додаткових втрат через несинусоїдальність напруги живлення).

На рис. 3.3  $P_{н.ном}$  і  $P_{в.ном}$  – втрати навантажувальні та збудження при фіксованих (номінальних) значеннях,  $\mu = \frac{M}{M_n}$ . Пунктиром показана середня

крива, яка близька до кривої при  $\chi = 4$  і відповідає досить широкому діапазону зміни змінних.

З графіка на рис. 3.4 видно, що оптимальне за критерієм мінімуму втрат значення потоку швидко зростає зі збільшенням АТ.

Дослідження виразу для оптимального за критерієм мінімуму втрат значення  $\beta_{opt}$  з урахуванням насичення АТ

$$\beta_{opt} = \frac{P_{2ном} \mu^2}{\omega_{1ном} M_{ном} \varphi_k^2} = \frac{P_{2ном} \mu^2}{\varphi_k^2},$$

показує що за більших показниках  $\chi$  параметр  $\beta_{opt}$  дещо зростає із збільшенням  $\mu$ .

Розрахунки втрат та їх оптимального значення на ЕОМ за описаним методом виявилися досить точними при  $\mu = 0,5 \dots 3$ .

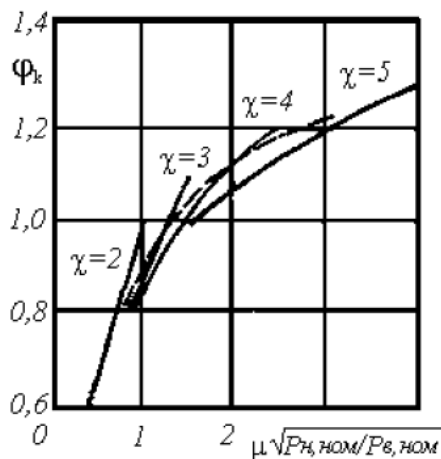


Рисунок 3.4. Врахування втрат збудження коефіцієнтом  $\chi$

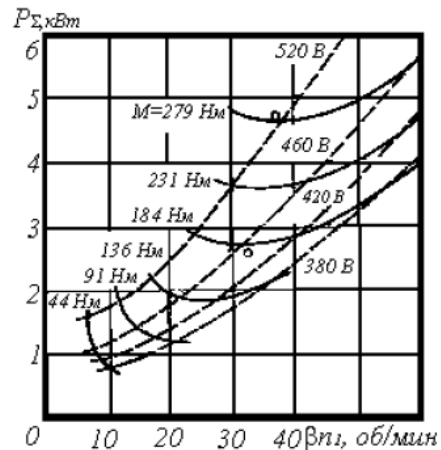


Рисунок 3.5. Залежність втрат від абсолютного ковзання

На рис.3.4 наведені криві втрат в залежності від абсолютного ковзання, розраховані на ЕОМ за точною схемою заміщення при постійному крутному моменті (суцільні лінії) і при постійному напругі живлення (пунк-тир). Кружками показані чотири точки, розраховані за викладеною вище методикою.

Пуск багатьох машин (з повним навантаженням, з великими моментами інерції, часті при повторно-короткочасних режимах) необхідно в системі ПЧ-АТ оптимізувати за критеріями мінімальних питомих ресурсоемності та (або)



енергоємності. Тому для мінімального часу розгону АТ до заданої частоти обертання при  $I_1 = const$  треба за таким законом змінювати напругу з частотою  $U_1(f_1)$ , який забезпечує максимум відношення обертового моменту до струму  $I_1$  (або його квадрату) [20].

$$\frac{M}{I_1^2} = \frac{mr_2'}{\omega_{1н}\beta} \frac{z_0}{\left(z_0 + r_2' / \beta\right)^2 + \left(x_0 + x_2'\right)^2},$$

де  $z_0$  - повний опір кола намагнічування.

Даний максимум одержуємо при цілком певних значеннях  $\beta$  та  $\Phi$ , які залежать від заданого  $I_1$  та параметрів АТ.

Апроксимувавши нелінійну залежність між магнітним потоком  $\Phi$  і намагнічуючим опором ланцюга  $x_0$ , визначаємо криву намагнічування, аналогічно з [14] виразом

$$x_0 = k_1 - k_2 \Phi^2,$$

одержимо

$$I_1 = \frac{C_1 f_{1н} \sqrt{(k_1 - x_0)/k_2} (1/x_0) \cdot \sqrt{(x_0 + x_2')^2 + r_2'^2 / \beta^2}}{\sqrt{x_2'^2 + r_2'^2 / \beta^2}}, \quad (3.29)$$

де

$$k_1 = AB x_{0н} = const; \quad k_2 = A/B x_{0н} = const;$$

$A$  та  $B$  – постійні коефіцієнти;  $x_{0ном} = x_0$  при  $\Phi_{ном}$ .

З (3.13) слідує, що при  $I_1 = const$   $\beta = f(x_0)$ .

Визначивши з (3.13) значення  $\beta$  для заданого  $I_1$  та кількох значень  $x_0$ , взятих по кривій намагнічування, з (3.11) знаходяться значення  $M$  ( $M_{max}$  відповідає  $\beta_{онт}$ ).

З рис. 3.5 за залежностями  $M = f(\beta)$ , побудованим для АТ типу ЕДКО4-2 при кількох значеннях  $I_1$ , видно, що великим значенням  $I_1$  відповідають великі значення  $\beta_{онт}$ , обумовлені насиченням магнітного ланцюга АТ. Подана на рис. 6 залежність показує необхідність обліку насичення АТ.

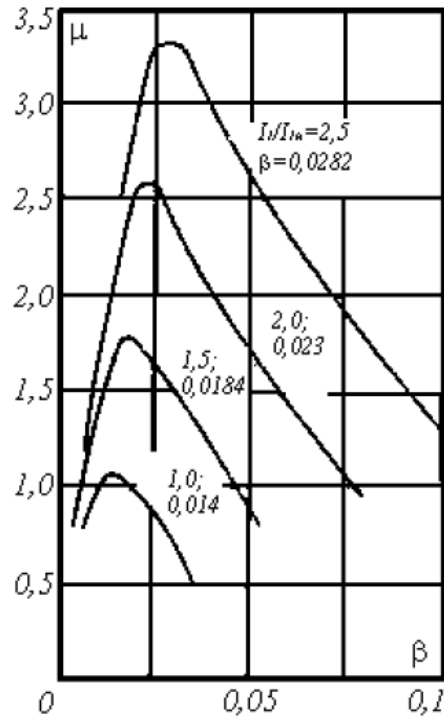


Рисунок 3.6. Визначення  $\beta_{opt}$  при частотному пуску АТ

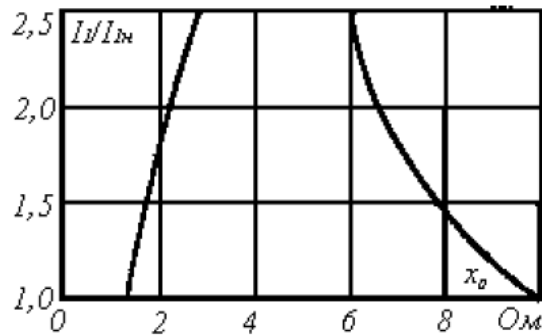


Рисунок 3.7. Залежність між пусковим струмом і опором намагнічувального контуру при оптимальному пуску

З рис. 3.7 видно, що  $\beta_{opt}$  визначає також і пускову частоту струму статора АТ, яка збільшується з  $f_{In} = 0,7$  Гц (для  $I_{In} = I_{In}$ ) до  $f_{In} = 1,4$  Гц (для  $I_{In} = 2,5I_{In}$ ).

Для реалізації оптимального частотного пуску необхідно в САУ в замкнутих контурах регулювання струму і абсолютного ковзання підтримувати  $I_{I\text{ зад}} = const$  і  $\beta_{opt} = const$ .

Внаслідок труднощій при виміру  $\beta$ , або частоти струму ротора  $f_2$  у виробничих умовах на підставі наявності залежності між  $\cos\varphi_1$  і  $\beta$  [18])

$$\cos \varphi_1 = \frac{b^2 \beta / r_2' + d^2 r_2' / \beta + r_1 \alpha}{\sqrt{R^2(\alpha, \beta)(b^2 \beta / r_2' + d^2 r_2' / \beta)}}$$

виникла ідея розраховувати значення  $\cos \varphi_1$  оптимального пуску. Розрахунки показали, що  $\cos \varphi_1$  АТ типу ЕДКО4-2 при зміні від  $\alpha = \alpha_{\text{пуск}}$  до  $\alpha = 1$  дорівнює 0,785...0,735 [14, 17]. Отже, оптимальний пуск досить просто здійснити, підтримуючи в САУ

$$I_{\text{зад}} = \text{const} \text{ и } \cos \varphi_{\text{онм}} = \text{const}$$

Так як при зміні навантаження змінюється  $\beta$  і, отже,  $\cos \varphi_1$ , то природно виникла необхідність з'ясувати залежність перевищення температури АТ від  $\cos \varphi_1$  для різних значень  $\alpha$  і  $\mu = M/M_n$ . Вони розраховані з використанням теплових параметрів, визначених експериментальним шляхом.

Криві на рис. 3.7 показали, що оптимальне за перевищенням температури значення  $\cos \varphi_1$  в діапазоні  $\alpha = 0,1 \dots 1,0$  незначно залежить от  $\alpha$  и  $\mu$  і дорівнює 0,7...0,85.

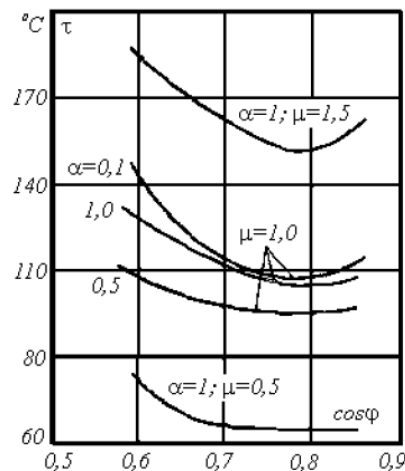


Рисунок 3.8. Залежність перевищення температури АД типу ЕДКО4-2 от  $\cos \varphi_1$

Високоєфективне управління АТ з підтримкою  $\cos \varphi_{\text{онм}}$  при  $\mu = \text{var}$  можна здійснити регулюванням  $\gamma$  при  $\alpha = \text{const}$  або регулюванні  $\alpha$  при  $\gamma = \text{const}$ .

У [11] був представлений закон, що стабілізує електромагнітний момент АТ, або, тобто абсолютно м'яка механічна характеристика, яка дозволяє

демпфувати вимушені автоколивання, що виникають внаслідок випадкового характеру навантаження:

$$\alpha = \alpha_p + \beta,$$

де  $\alpha$  - відносна частота напруги на ста-торі АТ;  $\alpha_p$  - відносна частота обертання валу АТ;  $\beta$  - абсолютне ковзання АТ.

Напруга на статорі визначається умовами роботи АТ у сенсі насичення.

Внаслідок застосування цього закону електромагнітний момент залишається незмінним і рівним середній величині моменту навантаження, внаслідок чого частота обертання коливається біля заданого значення в межах, що визначаються величиною  $\beta$ . При моделюванні роботи АТ з цим законом управління середня величина змінного моменту навантаження була навмисно обрана  $0,5 M_{ном}$ , тобто. машина навантажена половину своєї потужності. При цьому напруження на статорі АТ підтримується згідно із законом  $U/f = \text{const}$  (рис. 3.9, ділянка 1).

Як було сказано вище, для того, щоб машина підвищеної потужності працювала з високими енергетичними показниками необхідно регулювати напругу на статорі АТ у функції навантаження (в якості функції навантаження приймається середня величина моменту навантаження).

Судити про те, наскільки навантажена машина, можна за двома параметрами, що піддаються прямому виміру: струму статора ( $I_1$ ) і куту зсуву фаз ( $\varphi$ ) між струмом статора і напругою, прикладеним до статора. Щоб точніше здійснювати регулювання напруги, необхідно брати квадрат модуля струму статора ( $|I_1^2|$ ) [14], оскільки значення модуля струму статора на попередньому кроці зі значенням на поточному кроці. Таким чином, ми знаходимо оптимальний з точки зору мінімуму втрат у міді АТ кут  $\varphi$ , підтримкою якого забезпечуємо оптимальний режим роботи для даного середнього значення моменту навантаження. Якщо ж середнє значення моменту навантаження буде змінюватися, отже, буде змінюватися і споживана

потужність, а значить, необхідно буде повторити процедуру пошуку нового значення оптимального кута  $\varphi$ .

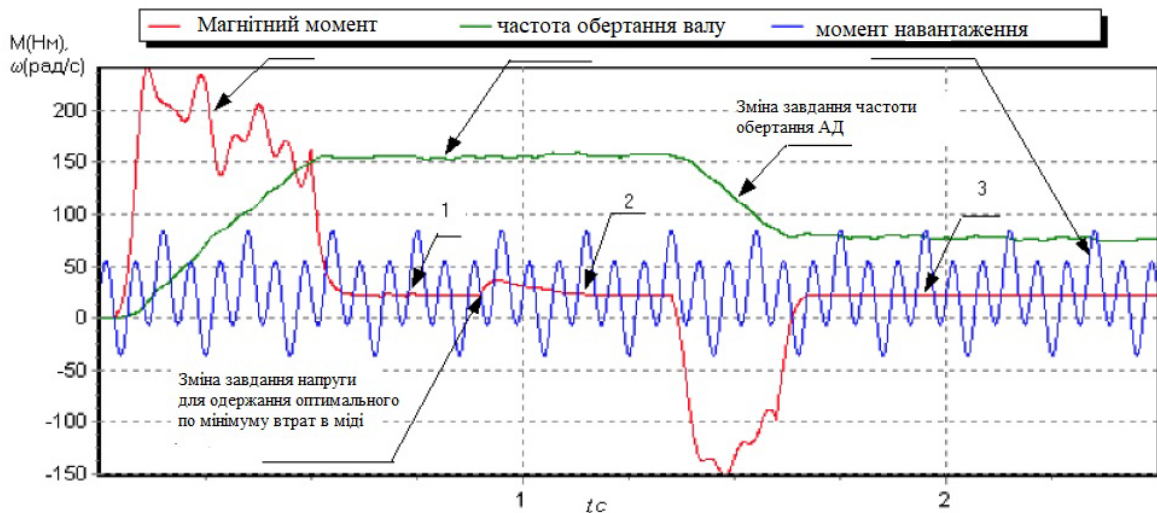


Рисунок 3.9. Зміна електромагнітного моменту АТ та частоти обертання при змінному моменті навантаження

Перевагою даного методу є те, що при зміні завдання на частоту обертання немає необхідності знову знаходити мінімум струму статора. Динамічні механічні характеристики АТ (рис. 3.9, ділянка 2,3) при цьому залишаються без зміни (при умові незмінності середнього значення моменту навантаження).

### Висновки по третьому розділу

Знаходження замість оптимального мінімального значення кута  $\varphi$  призводить до того, що двигун працює в зоні свого критичного моменту. Так як кут  $\varphi$  характеризує співвідношення споживання активної та реактивної складових струму статора, то його мінімум буде відповідати режиму роботи АТ, коли магнітний потік машини буде мінімально можливим, а для того, щоб отримати необхідне значення електромагнітного моменту, струм статора почне зростати. Це призведе до зростання втрат у міді, з одного боку, і відсутності запасу перевантажувальної здатності АТ, з іншого. Тому слід контролювати значення струму статора.

## ВИСНОВКИ

Завдання створення енергоефективних асинхронних двигунів, що відповідають конкретним умовам експлуатації та енергозбереження, необхідно вирішувати для конкретного регульованого електроприводу, використовуючи системний підхід. В даний час застосовується новий підхід до проектування асинхронних двигунів. Визначальним фактором є підвищення їх енергетичних характеристик.

Для вирішення задачі оптимізації потужності втрат обмотках асинхронного двигуна в залежності від частоти ковзання доцільно використовувати математичний опис узагальненої електричної машини в встановленому режимі. Критеріями оптимізації можуть бути потужність втрат в обмотках та питома потужність втрат. У ході вирішення задачі оптимізації аналітичними методами отримано вираз оптимальної частоти ковзання, а також співвідношення між величинами струмів та параметрами фаз обмоток статора та ротора узагальненої електричної машини з урахуванням асинхронного двигуна.

Для оптимального режиму роботи АД необхідно контролювати значення струму статора. Встановлено, що з насиченням АД збільшуються втрати через збільшення втрат у сталі за рахунок збільшення електричних втрат в обмотках статора через швидке зростання з підвищенням струму намагнічування .

## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Попович М.Г. Теорія автоматичного керування. Попович М.Г., Ковальчук О.В: Підручник. 2-ге вид., перероб. і доп. К.: Либідь. 2007. 656 с
2. Електропривод і автоматизація : конспект лекцій / О. В. Хвощан. – Миколаїв : МНАУ, 2015. – 58 с.
3. Вакуленко, К.М. Про оптимальне регулювання асинхронного двигуна. - У кн.: Електромашинобудування та електрообладнання, вип.1 / К.М. Вакуленко, Е.М. Агабян. Харків: Вид. ХДУ, 1965. - С.92-98.
4. Основи електропривода виробничих машин та комплексів [текст]: навч. посіб. / В.Е. Воскобойник, В.А. Бородай, Р.О. Боровик, О.Ю. Нестерова – Д.: Національний ТУ «Дніпровська політехніка», 2021. – 254 с.
5. Шрейнер, Р.Т. Оптимальне частотне керування асинхронними електроприводами / Р.Т. Шрейнер, Ю.А. Дмитренко. Кишинів: Штіінця, 1982. - 224с.
6. Приймак, Б.І. Аналітичне визначення енергетично оптимального значення потоку ротора асинхронної машини/Б.І. Приймак. // Електрика. – 2005. – №12. - С.36-43.
7. Волков, А.В. Оптимальне по мінімуму загальних втрат потужності управління частотно-регульованим асинхронним електроприводом з АІН-ШИМ/О.В. Волков, Ю.С. Скалько // Електротехніка – 2008. – №9. - С.21-33.
8. Браславский, И.Я. Энергосберегающий асинхронный электропривод. Учебн. пособие [Текст]. – М.: Изд. центр «Академия», 2004. – 256 с..
9. В.О. Кравчук Енергозберігаючий пристрій керування асинхронним електроприводом// Матеріали V Міжнародної науково-технічної конференції молодих учених та студентів. Актуальні задачі сучасних технологій – Тернопіль 17-18 листопада 2016.

10. Шуруб Ю.В. Методика синтезу статистично оптимальних систем асинхронних електроприводів // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. – 2013. – Вип. 2/2013 (22). – С. 17–23.

11. Електропривод: Навчальний посібник / О.Ю. Синявський, П.І. Савченко, В.В. Савченко, Ю.М. Лавріненко, В.В. Козирський, Ю.М. Хандола, І.П. Ільчов, В.Ю. Рамш, В.Я. Бунько; За ред. О.Ю. Синявського. – 2-е вид., доп і перероб.

12. Теряєв В.І., Островерхов М.О. Частотне керування лінійним асинхронним двигуном. Вісник Кременчуцького державного університету ім. М.Остроградського. Випуск 3/2010 (62), ч. 1, с. 45 – 48.

13. Петрушин, В.С. Асинхронные двигатели в регулируемом электроприводе. Учебн. пособие [Текст]. – Одесса: Наука и техника, 2006. – 320 с.

14. В. А. Шубенко. Оптимізація частотнокерованого асинхронного електроприводу за мінімумом струму. / Шубенко В. А., Шрейнер Р. Т., Міщенко В. А. // Електрика. 1970. №9. с. 23-26.

15. Tsivitse P. J., Klingshizn E. A. Optimum voltage and frequency power supplies. – IEEE Trans. Ind. And Gen. Appl., 1971 vol. 7, p. 480 – 487.

16. Попович М.Г., Кіселичник О.І. Електромеханічні системи автоматичного керування робочими параметрами турбомеханізмів на основі принципу пасивності// Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика // Вісник НТУ“ХПІ”. – 2004. – Вип. 43. – С. 16–19.

17. Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводи: Навчальний посібник/ М.Г. Попович, О.Ю. Лозинський, В.Б. Клепиков та ін.; За ред. М.Г. Поповича, О.Ю. Лозинського. К.: Либідь, 2005. 680 с.

18. Голодний І.М., Санченко О.В. Г 60 Регульований асинхронний електропривод вентиляційної системи з широтно-імпульсним керуванням. – К.: ТОВ "ЦП "Компринт", 2020. – 117 с.: іл.



19. О. С. Бешта, В. С. Хілов Застосування ресурсних та енергозберігаючих приводних систем змінного струму в бурових верстатах нового покоління// Наука та інновації.2006.Т 2.№

20. Попович М.Г., Печеник М.В., Кіселичник О.І., Соколовський О.Ф. Енергозберігаючі інтерактивні електромеханічні системи автоматичного керування насосними установками // Електромашинобудування та електрообладнання. Одеський національний політехнічний університет. Міжвідомчий науково-технічний збірник. Вип. 66. – Київ: Техніка, 2006. – С. 311–314.

21. Попович М.Г., Печеник М.В., Кіселичник О.І. Енергозбереження в системах водопостачання при екстремальному керуванні насосними установками // Технічна електродинаміка. Тем. вип. Енергозбереження в Україні: теорія і практика. – Київ, 2003. – С. 52–55.

22. Blaschke F. Das prinzip der Feldorientierung die Grundlage fur die Transvektor-Regelung von Drehfeld-maschinen// Siemens Zeitschrift, 1971/ Bd. 45, - Н. 10. – S. 757-760.

23. Квітка С.О., Вовк О.Ю., Квітка О.С. Дослідження втрат активної потужності в асинхронному електродвигуні // Науковий вісник Таврійського державного агротехнологічного університету. Вип.7, т.1. Мелітополь: ТДАТУ, 2017. С. 126 – 134.