

Контроль електромагнітних параметрів асинхронних двигунів методом зрівноваження

1

Доповідач ст. гр. ЕПА-17м
Бакеро Фабрісіо
Керівник: д.т.н. проф. Кутін В.М.

Актуальність теми

Відомі методи поточного контролю параметрів АД не задовольняють зростаючі потреби щодо точності за умов реального функціонування частотно-керованих електроприводів, тому існує необхідність розробки методів активного контролю, які можуть забезпечити підвищення вірогідності визначення електромагнітних параметрів АД в темпі процесу векторного керування. Тому задача теоретичних досліджень і розробки методів контролю електромагнітних параметрів АД, в основу роботи яких покладено метод квазізрівноваження, характерною особливістю якого є поєднання швидкодії та точності, представляється важливою і актуальною.

Мета, об'єкт, предмет і задачі дослідження

3

Мета роботи

Полягає покращені регулювальних властивостей частотно-керованих електроприводів за рахунок підвищення точності контролю електромагнітних параметрів АД.

Об'єкт

Процесі зміни технічного стану електромагнітних параметрів електроприводів АД.

Предмет

Методи контролю технічного стану електромагнітних АД.

Задачі дослідження

1. Провести аналіз існуючих методів і засобів контролю електромагнітних параметрів з метою обґрунтувати можливість контролю методом зрівноваження з використанням в якості інформативних параметрів похідної потокозчеплення.
2. Розробити компенсаційно-мостовий метод контролю електромагнітних параметрів АД на основі використання інформативних пасивних елементів.
3. Розробити алгоритм визначення електромагнітних параметрів АД за гармонічним сигналом живлення та широтно - імпульсного моделювання синусоїдальної напруги статора.
4. Вибрати структурну схему та алгоритми вимірювальних перетворювачів параметрів АД.
5. Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях.
6. Техніко-економічне обґрунтування.

1.1 Загальна характеристика об'єкта дослідження системи керування частотно-регулювальними електроприводами.

4

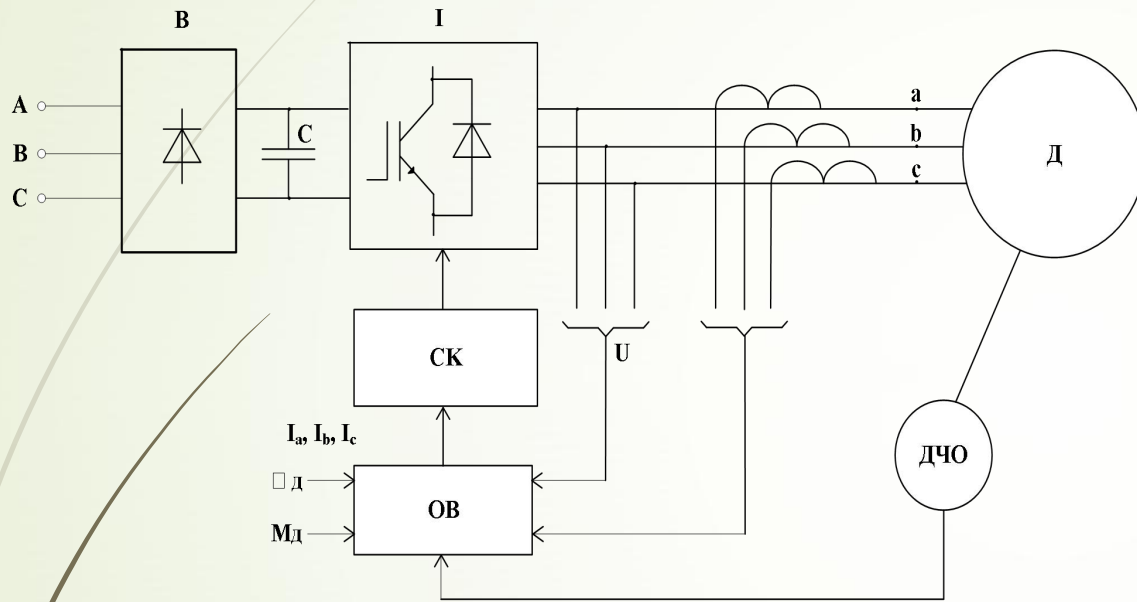


Рисунок 1.1 - Схема векторного керування електроприводу

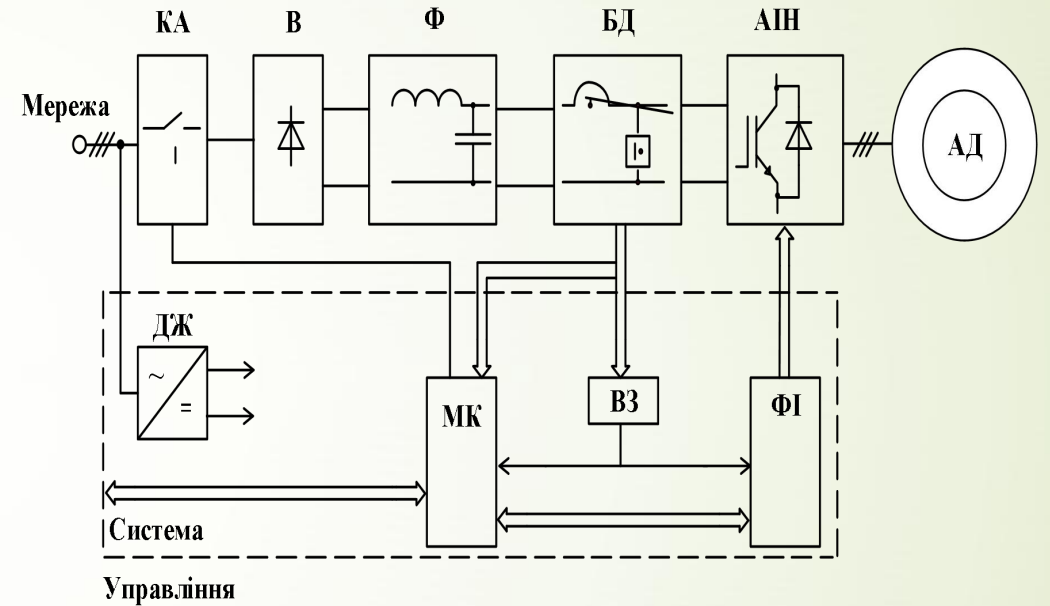


Рисунок 1.2 - Силова схема електроприводу

1.2 Аналіз існуючих методів контролю параметрів схем заміщення асинхронних двигунів.

5

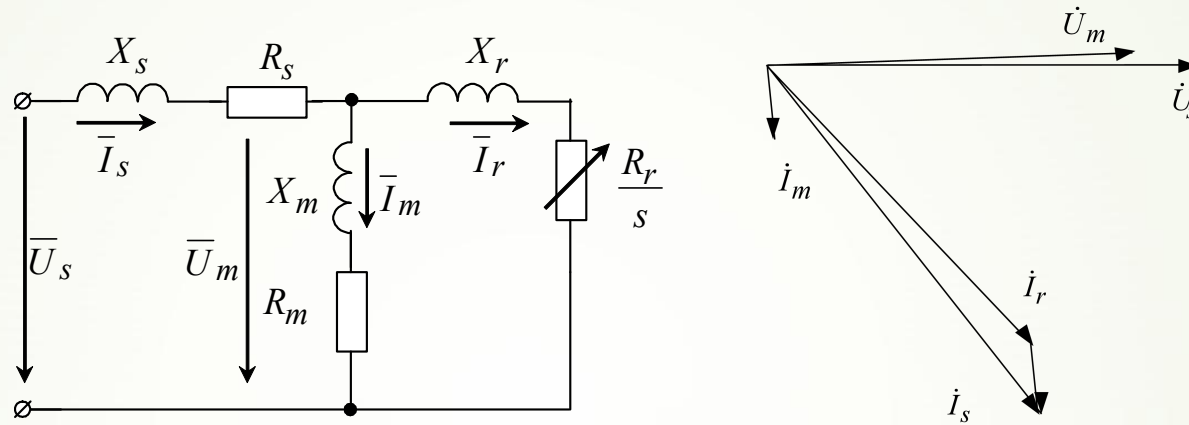


Рисунок 1.3 - Схема заміщення і векторна діаграма АД

$$\begin{cases}
 \dot{U}_s(j\omega) - (R_s + j\omega L_s) \dot{I}_s(j\omega) = \dot{U}_m(j\omega); \\
 (R_m + j\omega L_m) \dot{I}_m(j\omega) = \dot{U}_m(j\omega); \\
 (R_r L_s + j\omega L_r) \dot{I}_r(j\omega) = \dot{U}_m(j\omega); \\
 -\dot{I}_s(j\omega) + \dot{I}_r(j\omega) + \dot{I}_m(j\omega) = 0.
 \end{cases} \quad (1.1)$$

$$\begin{cases}
 \frac{d\psi_{m\alpha}}{dt} = u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt}; \\
 \frac{d\psi_{m\beta}}{dt} = u_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - L_s \frac{di_{s\beta}}{dt};
 \end{cases} \quad (1.2)$$

$$\begin{cases}
 \frac{d\psi_{m\alpha}}{dt} = L_r' \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \frac{R_r'}{s} \left(i_{s\alpha} - \frac{\psi_{m\alpha}}{L_m} \right); \\
 \frac{d\psi_{m\beta}}{dt} = L_r' \frac{di_{s\beta}}{dt} + \frac{R_r'}{s} \left(i_{s\beta} - \frac{\psi_{m\beta}}{L_m} \right).
 \end{cases} \quad (1.3)$$

1.3 Структурна схема квазірівноваженого вимірювального перетворювача параметрів АД

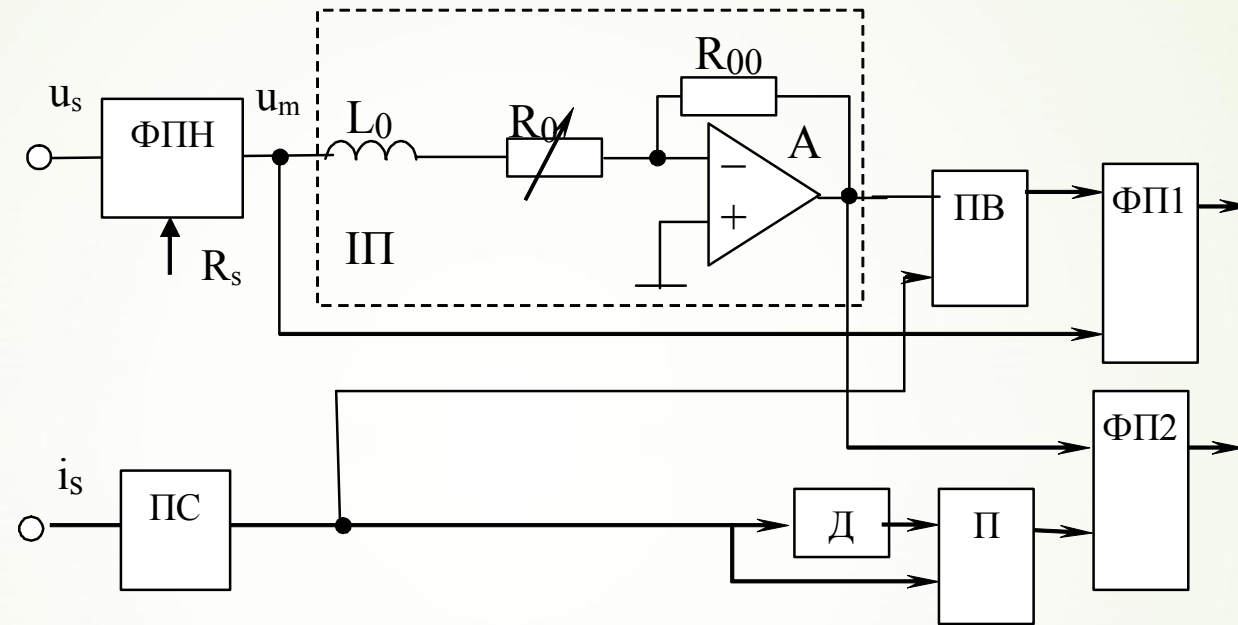


Рисунок 1.4 - Структурна схема квазірівноваженого вимірювального перетворювача параметрів АД

$$U'_{\Phi\Pi} = \frac{k_I}{k_U} \left(\frac{L_0}{L_r} + \frac{L_0}{L_m} \right); U''_{\Phi\Pi} = \frac{k_I}{k_U} \frac{R_0}{L_m}, \quad (1.4)$$

1.4 Напрямок та задачі дослідження

Аналіз методів контролю параметрів АД та вимірювальних перетворювачів параметрів багатоелементних моделей електротехнічних об'єктів дозволяє зробити такі висновки:

1. Під час побудови систем частотного керування виникає необхідність контролю параметрів АД
2. У теперішній час достатньо теоретично розроблені та експериментально апробовані методи контролю параметрів об'єктів, представлених лінійними багатоелементними схемами заміщення. Для об'єктів, що містять нелінійні елементи, відомі лише окремі реалізації засобів контролю.
3. Квазірівноважені вимірювальні перетворювачі є одними з найбільш ефективних серед засобів експериментального визначення параметрів багатоелементних об'єктів. Проте до теперішнього часу вони не адаптовані до контролю параметрів АД.

2.1 Побудова математичної моделі методу контролю параметрів асинхронних двигунів.

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\psi_m}{dt} &= u_s - R_s i_s - L_s \frac{di_s}{dt}; \\ \frac{d\psi_m}{dt} &= \frac{R_r}{s} i_r + L_r \frac{di_r}{dt}. \end{aligned} \right\} (2.1)$$

$$\left. \begin{aligned} L_s \frac{di_s}{dt} + \frac{d\psi_m}{dt} &= u_s - R_s i_s; \\ -L_r \frac{di_s}{dt} + \left(1 + \frac{L_r}{L_m}\right) \frac{d\psi_m}{dt} &= \frac{R_r}{s} \left(i_s - \frac{\psi_m}{L_m}\right) \end{aligned} \right\} (2.4)$$

$$\frac{d\psi_m}{dt} = \frac{R_r}{s} (i_s - i_m) + L_r \left(\frac{di_s}{dt} - \frac{di_m}{dt} \right). \quad (2.2)$$

$$\frac{d\psi_m}{dt} = u_s - R_s i_s - L_s \frac{di_s}{dt};$$

$$\frac{di_m}{dt} = \frac{1}{L_m} \left(\frac{d\psi_m}{dt} - \frac{\psi_m}{L_m} \frac{dL_m}{dt} \right).$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\psi_m}{dt} &= L_r' \frac{di_s}{dt} + \frac{R_r'}{s} \left(i_s - \frac{\psi_m}{L_m} \right). \end{aligned} \right\} (2.5)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_m}{dt} &= \frac{1}{L_m} \left(1 - \frac{\psi_m}{L_m} - \frac{\psi_m}{L_m} f'(\psi_m) \right) \frac{d\psi_m}{dt}. \end{aligned} \right\} (2.3)$$

2.2 Функціональна схема перетворень з порівнянням похідної потокозчеплення

9

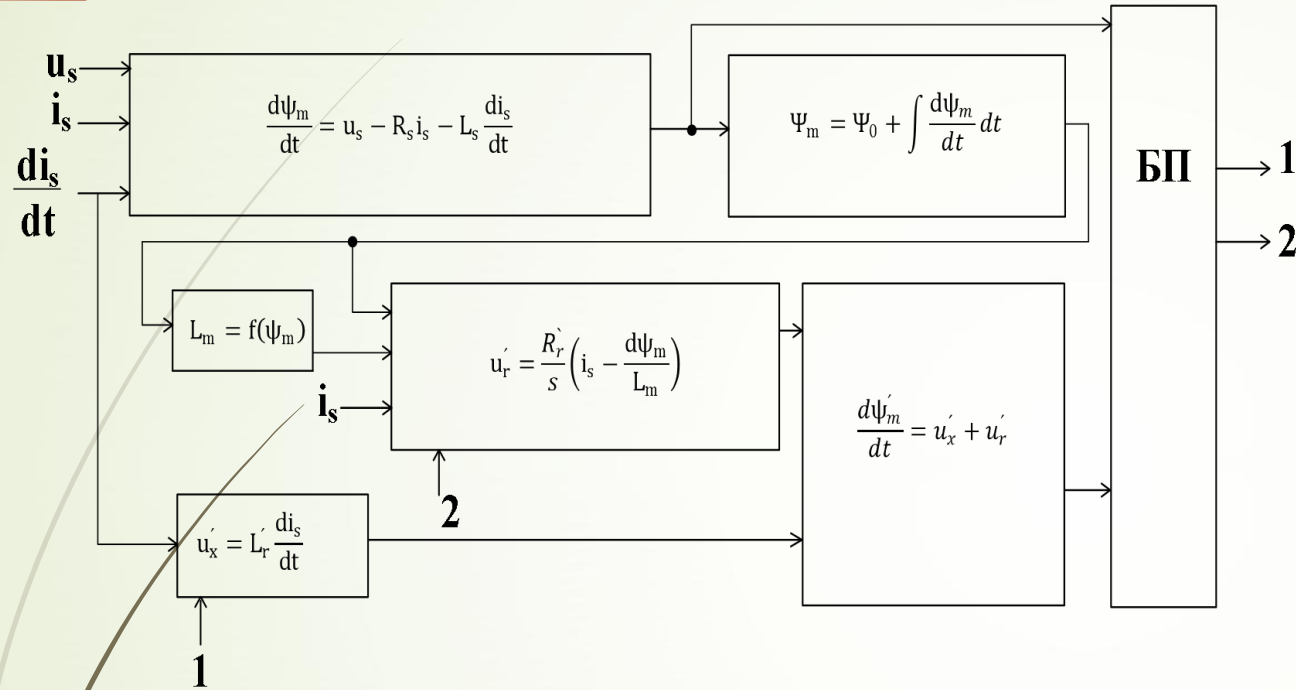


Рисунок 2.1 - Функціональна схема перетворень з порівнянням похідної потокозчеплення за формулами (2.5)

Першим перетворенням є визначення похідної потокозчеплення з формули (2.8). Після знаходження похідної потокозчеплення, передбачається визначення потокозчеплення $\Psi_m = \Psi_0 + \int \frac{d\Psi_m}{dt} dt$, де Ψ_0 – стала інтегрування, а потім – індуктивності намагнічування $L_m = f(\Psi_m)$. В подальшому визначаються напруги $u'_r = \frac{R'_r}{s} \left(i_s - \frac{\Psi_m}{L_m} \right)$ та $u'_x = L'_r \frac{di_s}{dt}$, причому параметри L'_r та R'_r налагоджуються в процесі визначення параметрів моделі, а також похідної потокозчеплення $\frac{d\Psi'_m}{dt} = u'_x + u'_r$.

Другий підхід до визначення параметрів АД полягає у порівнянні миттєвих значень потокозчеплення, розрахованих за формулами.

$$\left. \begin{aligned} \Psi_m &= \Psi_0 + \int_0^t (u_s - R_s i_s) dt - L_s i_s; \\ \Psi_m &= L_m \left(i_s + \frac{L'_r}{R'_r} \frac{di_s}{dt} - \frac{1}{R'_r} \frac{d\Psi_m}{dt} \right). \end{aligned} \right\} (2.6)$$

Функціональну схему перетворень зображено на рис. 2.2. Налаштування моделі здійснюється блоком порівняння та прийняття рішень (БП), який аналізує миттєві значення двох реалізацій потокозчеплення, що надходять на його входи, і приймає рішення щодо зміни параметрів, які регулюються.

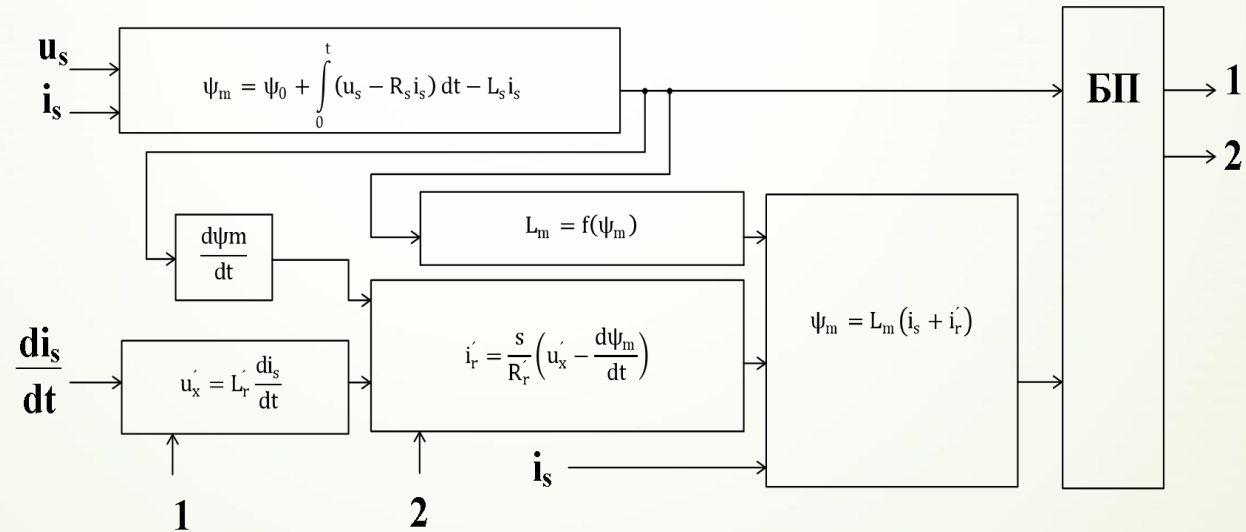


Рисунок 2.2 - Функціональна схема перетворень з порівнянням потокозчеплення за формулами (2.6)

2.3 Теоретичне обґрунтування компенсаційно-мостового методу контролю параметрів АД

Найбільш простим є метод, який полягає в порівнянні струму або напруги статора АД зі струмом або напругою налагоджуваної моделі АД.

Функціональну схему перетворень, які необхідно здійснювати для контролю електромагнітних параметрів АД з використанням мостового методу, зображено на рис. 2.3.

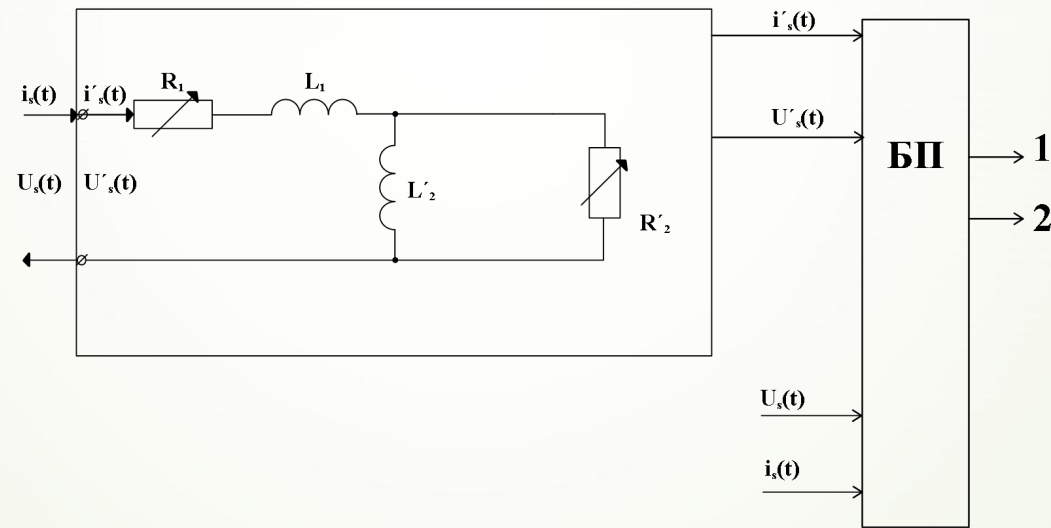


Рисунок 2.3 - Функціональна схема перетворень з використанням мостового методу за чотерьохелементної схеми заміщення АД

На основі використання схем заміщення пропонується компенсаційно-мостовий метод контролю параметрів АД, згідно з яким спочатку формується напруга, що пропорційна похідній потокозчеплення, наприклад, у разі використання чотирьохелементної моделі АД

$$u'_r(t) = u_s(t) - R_s i_s - L_s \frac{di_s(t)}{dt} - L'_r \frac{di_s(t)}{dt}, \quad (2.7)$$

а потім визначається струм статора $\hat{i}_s(t)$ за формулою

$$\hat{i}_s(t) = \frac{u'_r(t)}{R'_{r/s}} + \frac{\Psi_0 + \int_0^t u'_r(t) dt}{L'_m} \quad (2.8)$$

3.1 Визначення алгоритму контролю параметрів АД при синусоїдальній напругі живлення

За синусоїдної напруги живлення в основу алгоритмів, що базуються на використанні похідної потокозчеплення, покладено визначення електричних параметрів АД з системи рівнянь, записаних відносно напруги \dot{U}_m :

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_s(j\omega) - (R_s + j\omega L_s) \dot{I}_s(j\omega) &= \dot{U}_m(j\omega); \\ (R_m + j\omega L_m) \dot{I}_m(j\omega) &= \dot{U}_m(j\omega); \\ (R_r/s + j\omega L_r) \dot{I}_r(j\omega) &= \dot{U}_m(j\omega); \\ -\dot{I}_s(j\omega) + \dot{I}_r(j\omega) + \dot{I}_m(j\omega) &= 0. \end{aligned} \right\} (3.1)$$

Спочатку розглянемо алгоритм, за яким визначається \dot{U}_m з першого рівняння, а потім це значення використовується для визначення параметрів кіл намагнічування і ротора. Оскільки параметри кола намагнічування змінюються у вузьких межах, то це дає підстави використати їх наближене для знахлження струму намагнічування. Якщо параметри кола намагнічування відомі і не змінюються в процесі проведення експерименту, то знайшовши струм ротора за першим законом Кірхгофа, можна визначити параметри кола ротора

3.2 Алгоритм контролю параметрів АД в системах частотно-

14

керovanого електроприводу.

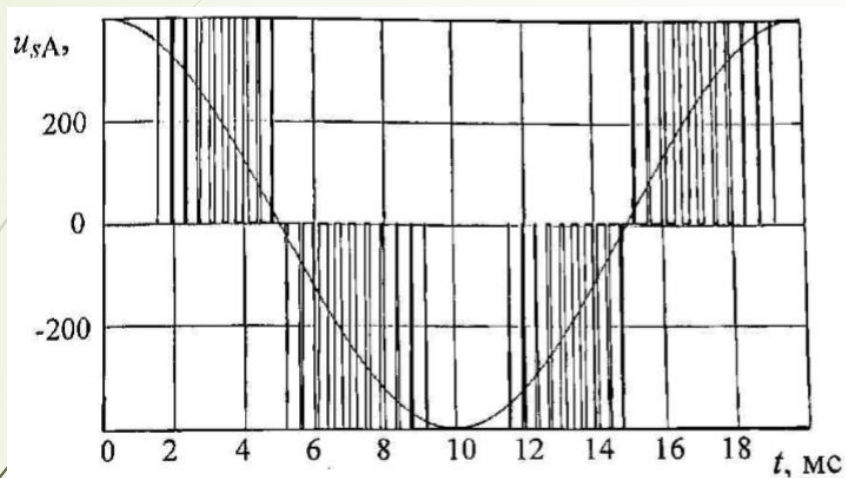


Рисунок 3.1 - Широтно-імпульсно модульована напруга статора

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\Psi_{m\alpha}}{dt} &= u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt}; \\ \frac{d\Psi_{m\beta}}{dt} &= u_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} \end{aligned} \right\} (3.2)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\Psi_{m\alpha}}{dt} &= L'_r \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \frac{R'_r}{s} \left(i_{s\alpha} - \frac{\Psi_{m\alpha}}{L_m} \right); \\ \frac{d\Psi_{m\beta}}{dt} &= L'_r \frac{di_{s\beta}}{dt} + \frac{R'_r}{s} \left(i_{s\beta} - \frac{\Psi_{m\beta}}{L_m} \right) \end{aligned} \right\} (3.3)$$

$$\frac{d\psi_{m\alpha}}{dt} = L_r \left(\frac{di_{s\alpha}}{dt} - \frac{1}{L_m} \frac{d\psi_{m\alpha}}{dt} \right) + \frac{R_r}{s} \left(i_{s\alpha} - \frac{\Psi_{m\alpha}}{L_m} \right); \quad \frac{d\psi_{m\beta}}{dt} = L_r \left(\frac{di_{s\beta}}{dt} - \frac{1}{L_m} \frac{d\psi_{m\beta}}{dt} \right) + \frac{R_r}{s} \left(i_{s\beta} - \frac{\Psi_{m\beta}}{L_m} \right), \quad (3.4)$$

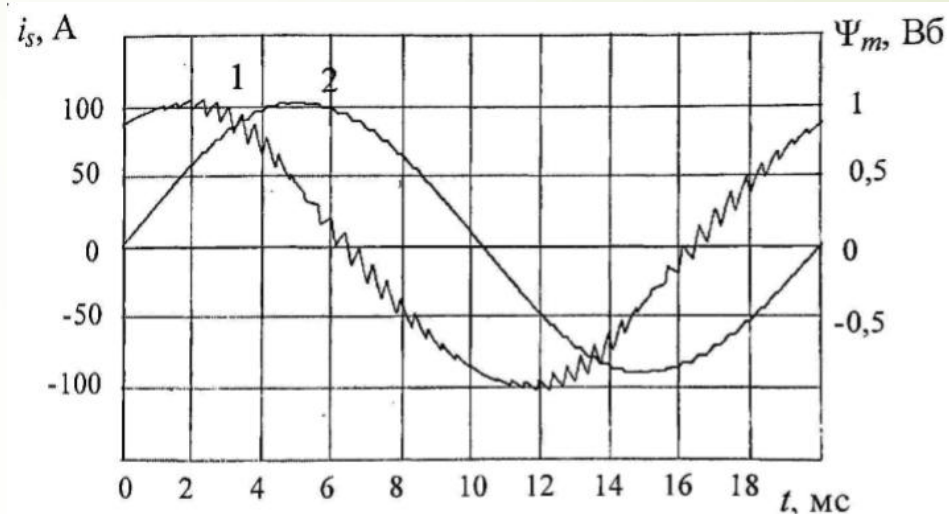


Рисунок 3.2 - Струм статора та потокозчеплення за широтно-імпульсного модулювання напруги статора

За підходу до визначення параметрів АД, який полягає у порівнянні миттєвих значень потокозчеплення, розраховантх за формулою (2.6), з переходом до системи рівнянь в координатах α , β .

$$\psi_{m\alpha} = \psi_{0\alpha} + \int_0^1 (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt - L_s i_{s\alpha};$$

$$\psi_{m\beta} = \psi_{0\beta} + \int_0^1 (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt - L_s i_{s\beta},$$

$$\psi_{m\alpha} = L_m \left(i_{s\alpha} + \frac{L'_r}{R'_r} \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \frac{1}{R'_r} \frac{d\psi_{m\alpha}}{dt} \right);$$

$$\psi_{m\beta} = L_m \left(i_{s\beta} + \frac{L'_r}{R'_r} \frac{di_{s\beta}}{dt} - \frac{1}{R'_r} \frac{d\psi_{m\beta}}{dt} \right).$$

$$\psi_{m\alpha} = L_m \left(i_{s\alpha} + \frac{L_r}{\frac{R_r}{s}} \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \frac{1 + \frac{L_r}{L_m}}{\frac{R_r}{s}} \frac{d\psi_{m\alpha}}{dt} \right);$$

$$\psi_{m\beta} = L_m \left(i_{s\beta} + \frac{L_r}{\frac{R_r}{s}} \frac{di_{s\beta}}{dt} - \frac{1 + \frac{L_r}{L_m}}{\frac{R_r}{s}} \frac{d\psi_{m\beta}}{dt} \right).$$

Повне потокозчеплення в повітряному проміжку АД знаходять за формулою

$$\psi_m = \sqrt{\psi_{m\alpha}^2 + \psi_{m\beta}^2},$$

(3.8)

3.3 Розробка структурних схем вимірювання параметрів АД.

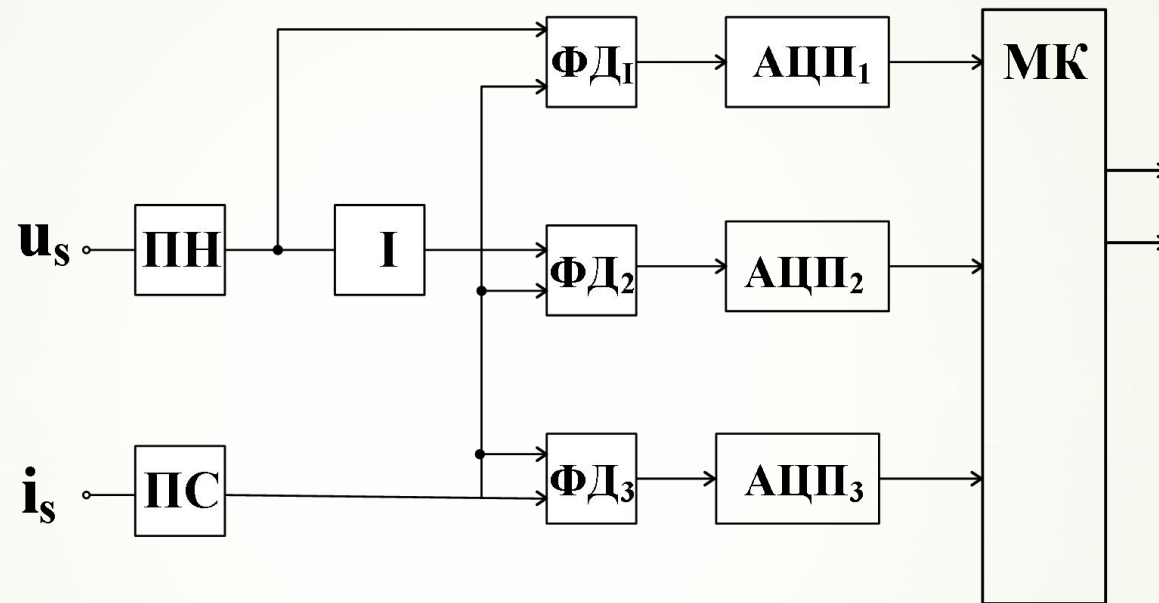


Рисунок 3.3 - Структурна схема вимірювального перетворювача еквівалентних активного опору та індуктивності АД

На виходах вимірювальних перетворювачів напруги ПН і струму ПС формуються напруги u_1 та u_2 , які пропорційні відповідно напрузі та струму однойменної фази (наприклад, фази А)

$$u_1 = k_U \sqrt{2} U_A \sin(\omega t + \Psi_A); u_2 = k_I \sqrt{2} I_A \sin(\omega t + \Psi_A - \varphi_A), \quad (3.9)$$

$$R_e = \frac{k_I \frac{k_I k_U}{T} \int_0^T i_s(t) u_s(t) dt}{k_U \frac{k_I^2}{T} \int_0^T i_s^2(t) dt}; L_e = \frac{k_I \frac{k_I k_U}{T} \int_0^T u_s(t) i_s(t) dt}{k_U \frac{k_I^2}{T} \int_0^T i_s^2(t) dt}. \quad (3.10)$$

$$u_1 = k_U \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} U_{An} \sin(n\omega t + \Psi_{An}); u_2 = k_I \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{An} \sin(n\omega t + \Psi_{An} - \varphi_{An}),$$

$$U_{\text{дф1}} = \frac{c}{T} \int_0^T k_U \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} U_{An} \sin(n\omega t + \Psi_{An}) \times k_I \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{An} \sin(n\omega t + \Psi_{An} - \varphi_{An}) dt, \quad (3.11)$$

$$U_{\text{дф2}} = \frac{c}{T} \int_0^T -k_U \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} \frac{1}{n} U_{An} \sin(n\omega t + \Psi_{An}) \times k_I \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{An} \sin(n\omega t + \Psi_{An} - \varphi_{An}) dt,$$

$$U_{\text{дф3}} = \frac{c}{T} \int_0^T k_I \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{An} \sin(n\omega t + \Psi_{An} - \varphi_{An}) \times k_I \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{An} \sin(n\omega t + \Psi_{An} - \varphi_{An}) dt,$$

$$R_e = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} P_n}{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}; L_e = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} Q_n/n}{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}, \quad (3.12)$$

3.4 Структурна схема вимірювального перетворювача параметрів

18

чотирьохелементної схеми заміщення АД.

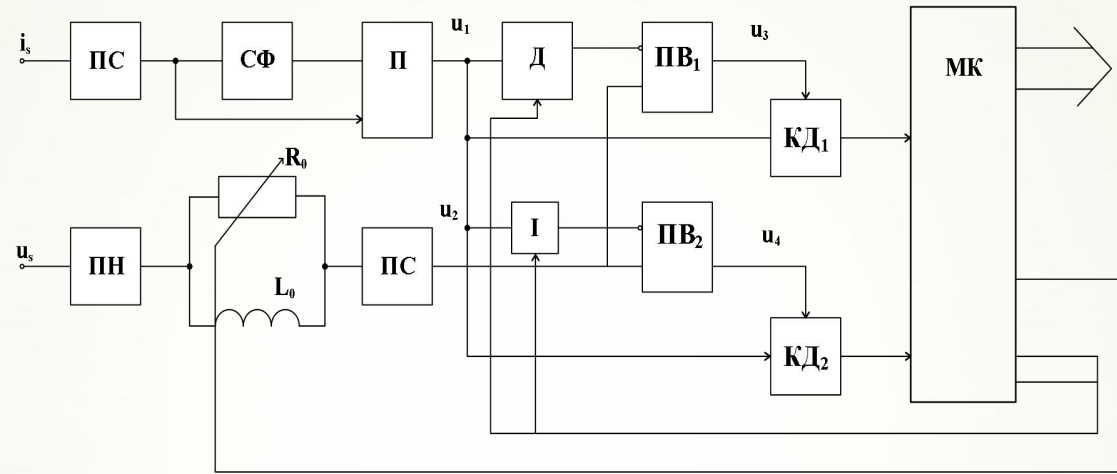


Рисунок 3.15 - Структурна схема вимірювального перетворювача параметрів чотирьохелементної схеми заміщення АД.

$$Re\underline{W}_1 = Re\underline{W}_2 = \frac{R_1}{R_0} + \frac{L_1 + L_2}{L_0} \quad (3.13)$$

$$Im\underline{W}_1 = \frac{R_1}{\omega L_0}; \quad Im\underline{W}_2 = \frac{\omega L_1}{R_0}; \quad (3.15)$$

$$\frac{L_0}{R_0} = \frac{L_2}{R_2} \quad (3.14)$$

$$\tau_D = \frac{L_1}{R_0}; \quad \tau_I = \frac{L_0}{R_1} \quad (3.16)$$

3.5 Функціональна схема системи векторного керування з

контролем параметрів АД

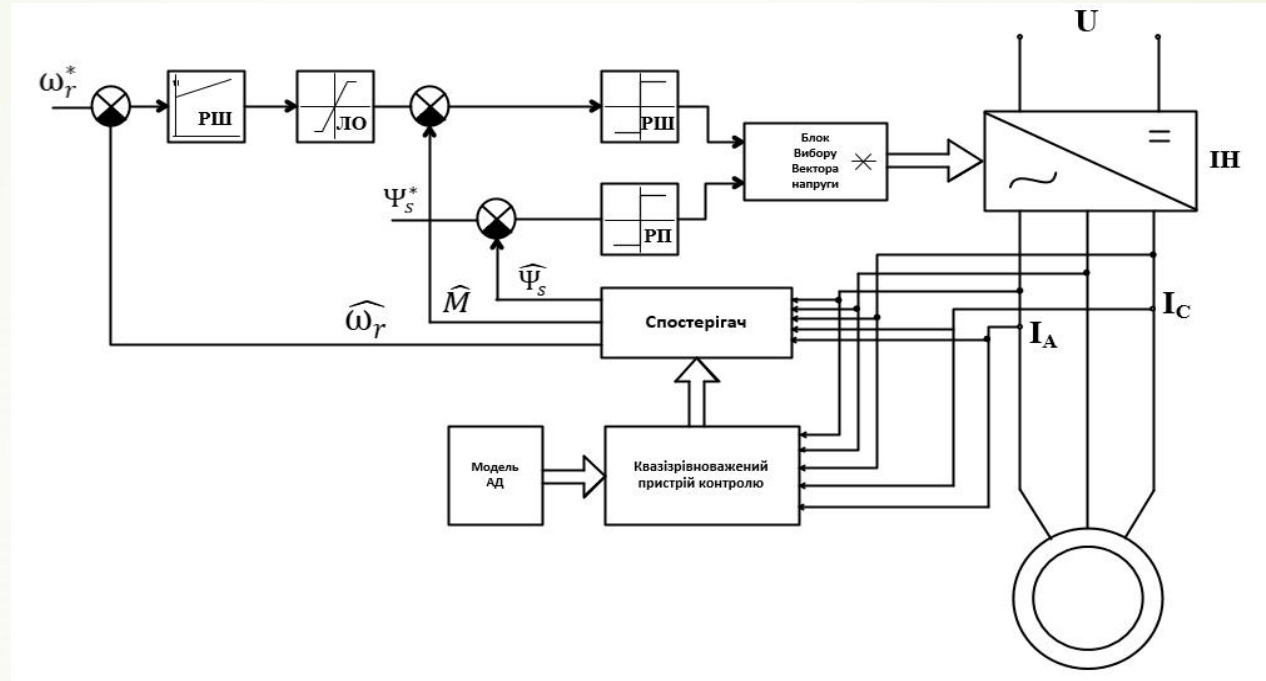


Рисунок 3.16 - Функціональна схема системи векторного керування з контролем параметрів АД

Основними вимірювальними перетвореннями, які реалізуються під час контролю електричних параметрів асинхронних двигунів, є визначення поточних значень активної та реактивної потужностей та квадратів напругу або струму на ковзному інтервалі часу протягом половини періоду напруги живлення. Для вимірювання активної та реактивної потужностей використано спосіб, який полягає в інтегруванні суми добутків миттєвих

Наукова новизна одержаних результатів. і положень, що виносяться на захист, полягає в подальшому розвитку методів та засобів контролю електромагнітних параметрів асинхронних двигунів.

В роботі отримані такі наукові результати:

1. Вдосконалено метод контролю параметрів АД з використанням в якості інформативних параметрів системи зрівноваження внутрішніх недоступних величин – похідної потокозчеплення та потокозчеплення, що забезпечує можливість визначення параметрів АД за нелінійності індуктивності намагнічування.
2. Дістав подальший розвиток метод контролю параметрів нелінійних моделей шляхом введення нових спектральних параметрів та використання миттєвих значень струмів, що дає можливість експериментального оцінювання електромагнітних параметрів АД як в режимі ненасиченого стану, так і режимі насичення магнітопроводу.

Практичне значення одержаних результатів роботи полягає насамперед, у можливості покращення регулювальних властивостей чпстотно-керованих електроприводів змінного струму. Запропоновані та обгрунтовані в магістерській роботі методи дали можливість розробити і впровадити пристрій контролю, який забезпечує підвищення вірогідності контролю електромагнітних параметрів АД.

На основі наукових положень

– Створено алгоритми вимірювальних перетворень електромагнітних параметрів АД.

Одержані наукові результати впроваджені в учбовий процес кафедри ЕМСАПТ.

1. Показано, що під час контролю електромагнітних параметрів асинхронних двигунів з використанням зрівноваження в якості інформативних параметрів можна використовувати внутрішні недоступні параметри асинхронного двигуна, наприклад, похідну потокозчеплення та потокозчеплення, що забезпечує розділність контурів зрівноваження.

Встановлено, що методи, які основані на порівнянні похідної потокозчеплення та потокозчеплення, забезпечують можливість контролю електромагнітних параметрів АД за нелінійності намагнічування. Причому в методі, що оснований на порівнянні похідної потокозчеплення, інформативним параметром в процесі регулювання R'_r є амплітудні $\frac{d\Psi_m}{dt}$, а в методі, що оснований на порівнянні потокозчеплення, інформативним параметром в процесі регулювання R'_r є фазовий зсув Ψ_m . Метод контролю, який оснований на порівнянні потокозчеплення, має дещо більшу чутливість порівняно з методом, що оснований на порівнянні похідної потокозчеплення.

2. Отримано умови представлення асинхронних двигунів чотирьохелементною схемою заміщення. Для цього здійснюється порівняння двох залежностей похідної потокозчеплення і (або) потокозчеплення. І за незначних їх відхелень, яку можна скоректувати налагодженням параметрів моделі, робиться висновок про можливість використання чотирьохелементної схеми заміщення.

3. Обрунтовано компенсаційно-мостовий метод контролю електромагнітних параметрів АД на основі використання чотирьохелементної та п'ятиелементної схем заміщення. За допомогою компенсаційної схеми формується напруга, що пропорційна похідній потокозчеплення, яка подається на мостову схему, де здійснюється порівняння струму АД зі струмом двохелементної або трьохелементної його схем заміщення ротора і кола намагнічування.

Дякую за увагу.